

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

PROYECTO FINAL DE CARRERA

**TRANSMISIÓN DE DATOS A TRAVÉS DE LA RED
ELÉCTRICA**

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Autor: Roberto Calvo Sánchez

Tutor: Luis Hernández Corporales



ÍNDICE

| | |
|--|-----------|
| 0. RESUMEN | 5 |
| 1. INTRODUCCIÓN | 7 |
| 1.1. Módem por línea eléctrica "Power line communications" PLC | 8 |
| 1.2. Comunicación panel solar-centralita | 10 |
| 1.3. Modulación es digitales sencillas | 12 |
| 1.3.1. Introducción | 12 |
| 1.3.2. Modulación ASK | 13 |
| 1.3.3. Modulación FSK | 15 |
| 1.4. Acoplo de una señal a la red eléctrica | 16 |
| 2. DISEÑO DEL SISTEMA | 17 |
| 2.1. Diseño general | 18 |
| 2.2. Diseño transmisor | 19 |
| 2.2.1. Adaptador RS232-TTL | 20 |
| 2.2.2. Oscilador | 22 |
| 2.2.3. Modulador | 23 |
| 2.2.4. Tx | 23 |
| 2.2.5 Interfaz línea | 24 |
| 2.2.6 Filtro | 25 |
| 2.3. Diseño receptor | 25 |
| 2.3.1. Filtro | 26 |
| 2.3.2. Interfaz línea | 26 |
| 2.3.3. Amplificador | 26 |
| 2.3.4. Detector de envolvente | 28 |
| 2.3.5. Comparador | 29 |
| 2.3.6. Adaptador TTL-RS232 | 29 |
| 3. DISEÑO HARDWARE | 30 |
| 3.1. Introducción | 31 |
| 3.2. Transmisor | 33 |
| 3.2.1. Adaptador RS232-TTL | 34 |
| 3.2.2. Oscilador | 37 |
| 3.2.3. Modulador | 40 |
| 3.2.4. Tx | 42 |
| 3.2.5. Interfaz línea | 44 |
| 3.2.6. Filtro | 44 |

| | |
|----------------------------------|-----------|
| 3.3. Receptor | 48 |
| 3.3.1. Filtro | 49 |
| 3.3.2. Interfaz línea | 49 |
| 3.3.3. Amplificador | 51 |
| 3.3.4. Detector de envolvente | 55 |
| 3.3.5. Comparador | 56 |
| 3.3.6. Adaptador TTL-RS232 | 59 |
| 4. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS | 60 |
| 4.1. Introducción | 61 |
| 4.2. Construcción | 62 |
| 4.3. Pruebas físicas | 66 |
| 4.3.1. Medidas transmisor | 66 |
| 4.3.2. Medidas receptor | 69 |
| 4.3.3. Medidas comunicación | 72 |
| 5. PRESUPUESTO | 74 |
| 6. CONCLUSIÓN Y MEJORAS | 77 |
| 7. ANEXOS | 79 |



0. RESUMEN

0. Resumen

En este proyecto se aborda el diseño, construcción y pruebas de un módem a través de la red eléctrica con aplicaciones de telecontrol de una instalación solar doméstica. El objetivo es comunicar este panel solar con una centralita que se encuentra situada en la propia vivienda, como se muestra en la *figura 0*. El módem está constituido por una placa transmisora y otra placa receptora, conectadas ambas a la red eléctrica del domicilio. El transmisor se comunica con el receptor mediante una corriente de 100 KHz modulada en ASK. Es capaz de transmitir hasta 1200 baudios por segundo. Las pruebas realizadas en el laboratorio demuestran el correcto funcionamiento del sistema.

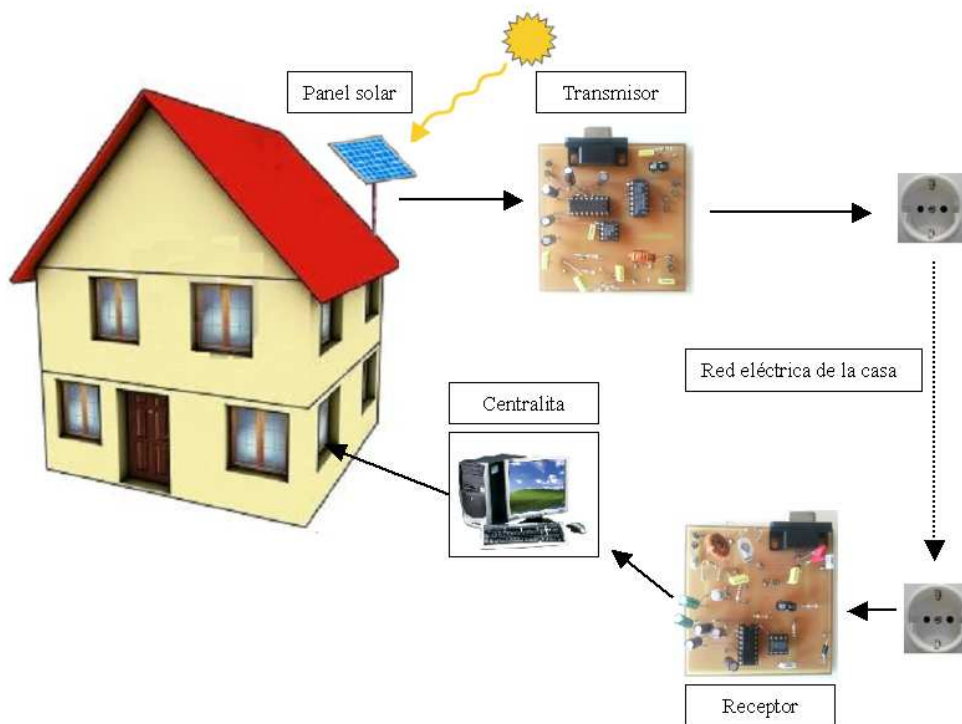


Figura 0. Esquema resumen.

1. INTRODUCCIÓN

1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se abordará una pequeña descripción del proyecto y los objetivos del mismo. Este proyecto se basa en la comunicación a través de la línea eléctrica, también llamado PLC (Power Line Communications).

1.1. Módem por línea eléctrica “Power Line Communication” PLC

El sistema de comunicaciones PLC se basa en el uso de líneas de distribución eléctricas y el cableado eléctrico doméstico para la comunicación de señales entre aparatos, como se muestra en la *figura 1*.

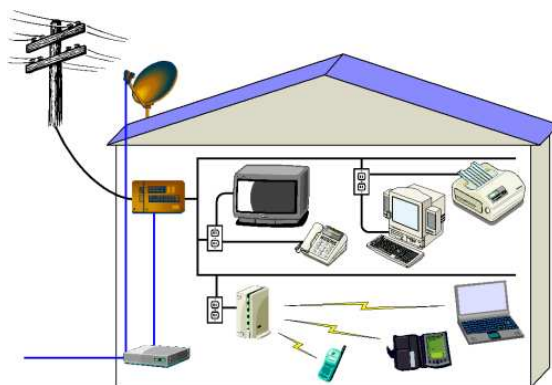


Figura 1. Esquema comunicaciones PLC.

La distribución de la electricidad desde las centrales eléctricas a cada vivienda están divididas en tramos. Estos tramos se clasifican de la siguiente forma:

- Primer tramo: Desde la central eléctrica hasta un transformador amplificador. Media tensión (entre 15 KV y 50 KV).
- Segundo tramo: Desde el transformador amplificador hasta la primera subestación de transporte. Alta tensión (entre 220 KV y 400 KV).
- Tercer tramo: Desde la subestación de transporte hasta la subestaciones de distribución. Media tensión (entre 66 KV y 132 KV en la primera zona y 20 y 50 KV en la segunda zona).
- Cuarto tramo: Desde las subestaciones de distribución hasta cada vivienda. Baja tensión (entre 220 V y 300 V).

Las comunicaciones PLC utilizan este último tramo pero con una diferencia, en vez de usar los 50 Hz de la red eléctrica utiliza una frecuencia mucho mas elevada para hacer posible la transmisión de información.

El funcionamiento de los dispositivos de control del hogar se consigue mediante la modulación de una onda portadora cuya frecuencia se encuentra entre los 20 KHz y 200 KHz. Esta onda portadora se modula mediante señales digitales.

La comunicación PLC se usa fundamentalmente para dos tipos de comunicaciones:

- Broadband over Power Lines (PBL). Es el uso de la red eléctrica como soporte para el acceso de banda ancha a Internet.
- Comunicación entre equipos y periféricos de una misma vivienda.

Respecto al uso de banda ancha a través de la línea eléctrica, para su implantación solo es necesario un equipo llamado “Head End”, que se instala en el centro de transformación de la compañía eléctrica. A su vez, este equipo se conecta con un repetidor situado en el cuarto de contadores del edificio o de la manzana que en la que se quiera implementar. Este repetidor puede comunicarse hasta con 256 módems simultáneamente. Por último, se coloca en cada vivienda un módem como el de la *figura 2* desde el cual se podrá tener acceso a la banda ancha. El recorrido total del sistema PBL será el que se muestra en la *figura 3*.



Figura 2. Módem PBL.



Figura 3. Esquema comunicación PLC.

La comunicación entre equipos y periféricos en una casa es mucho más sencilla, puesto que como se trata de una red interna no es necesario ningún tipo de instalación, basta con usar un tipo de transmisión adecuada y enchufar el dispositivo en cualquier punto de acceso a la red eléctrica de la casa.

En cuanto a las ventajas de las comunicaciones PLC, se deben destacar las siguientes:

- Al emplearse la infraestructura de la red eléctrica no es necesario ningún tipo de obra adicional.
- Un despliegue masivo desde el primer día de funcionamiento.
- Economía de la instalación.

Por el contrario, como desventajas se encuentran:

- El ruido que generan los aparatos al encenderse y apagarse pueden generar caídas en las conexiones o mal funcionamiento de las comunicaciones.
- Los campos creados por los cables pueden crear escapes de las ondas que podrían ser utilizadas por espías informáticos. Se tendría que desarrollar un sistema de cifrado complejo.

1.2. **Comunicación panel solar-centralita**

Una vez conocidas las principales características y funcionamiento de la comunicaciones PLC se explicará el uso de éstas en el presente proyecto.

Como se ha visto en el apartado anterior, el uso de las comunicaciones PLC es idóneo para intercambio de información entre distintos equipos y periféricos en una misma vivienda.

El objetivo que se persigue es la comunicación de un panel solar en el tejado de una casa con un ordenador que se encuentra dentro de la vivienda, a modo de centralita para poder controlar los valores a los que está trabajando el panel solar tales como el voltaje, la intensidad y así conocer la eficiencia del mismo, como muestra la *figura 4*.

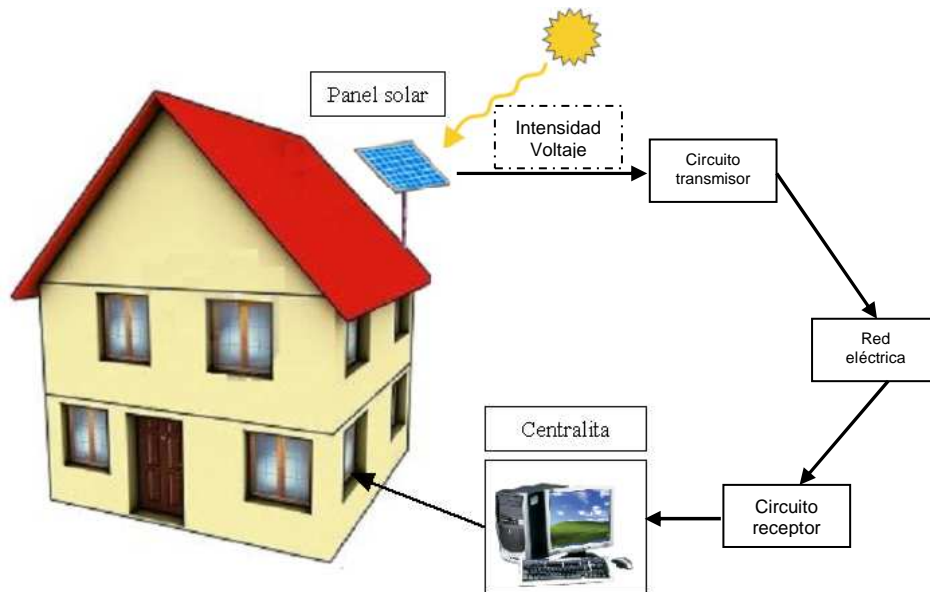


Figura 4. Esquema comunicación panel solar-centralita.

Los datos del panel solar serán enviados gracias a un microcontrolador. El microcontrolador utilizado es de la familia 8051, que se conectará directamente con un transmisor de datos diseñado en este proyecto, que enviará los datos a través de la red eléctrica para recibirlos en otro punto distinto de la casa mediante un receptor también diseñado y poder interpretarlos con el ordenador que actuará de centralita.

Se ha optado por elegir esta comunicación entre ambos ya que es la ideal para un tipo de transmisión sencilla y unidireccional, puesto que el microcontrolador 8051 que tiene el panel solar estará constantemente mandando datos al pc.

1.3. Modulaciones digitales sencillas

1.3.1. Introducción

La modulación es un conjunto de técnicas para adecuar señales que contienen información en otro tipo de señales las cuales su transmisión se adapte mejor al canal por el que van a ser transmitidas. Frecuentemente se producen grandes modificaciones para su correcta transmisión.

Para lograr esta modificación, se suele utilizar una señal que actuará como señal base, también señal portadora, y otra señal que contiene la información que se quiere transmitir denominada señal moduladora. El conjunto de ambas señales se llama señal modulada (ver *figura 5*), que tiene como características principales su adecuación para su transmisión por el medio físico pretendido, además de contener la información que se quiere transmitir.

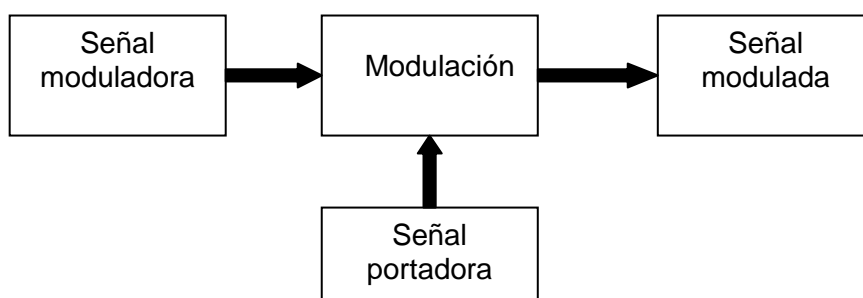


Figura 5. Esquema señal modulada.

Dependiendo de cómo sea la señal portadora y como sea la señal moduladora varía el tipo de modulación. Existen tres formas:

- Modulación AM y FM: Señal portadora analógica y señal moduladora analógica.
- Modulación ASK y FSK: Señal portadora analógica y señal moduladora digital.
- Modulación PAM y PWM: Señal portadora digital y señal moduladora digital.

Al recibir los datos de los puertos digitales del microcontrolador, la señal portadora será digital y debido a la sencillez de crear una señal portadora analógica se ha elegido la segunda forma, modulación ASK y FSK.

1.3.2. Modulación ASK

La modulación ASK (Amplitudes-Shift Keying) se basa en la variación de la amplitud para distinguir los datos de la señal moduladora, que será una señal digital, es decir, valores binarios.

Al ser los valores binarios '1' y '0', frecuentemente se usa para el valor '0' una amplitud de 0 voltios, y para el '1' cualquier valor de amplitud, de esta forma es fácilmente diferenciable un valor de otro y se reducen las posibilidades de que exista algún error. Se puede definir la señal moduladora como :

$$x(t) \begin{cases} \text{'0'} \rightarrow \text{Nivel Bajo} \\ \text{'1'} \rightarrow \text{Nivel Alto} \end{cases}$$

La velocidad de transmisión de la señal moduladora se puede expresar en baudios (Bits/segundo).

La señal moduladora tendrá una forma como la representada en la *figura 6*.

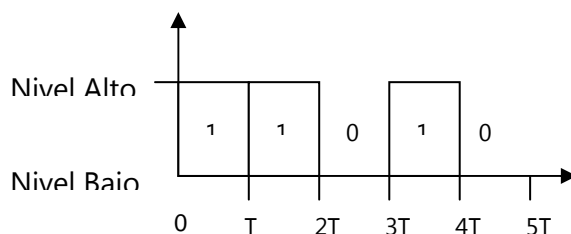


Figura 6. Señal moduladora ASK.

La señal portadora es una señal senoidal con determinada amplitud y una frecuencia mayor que la frecuencia de la señal moduladora. Se puede definir la señal portadora como:

$$V_p(t) = A_p * \text{sen}(2 * \pi * f_p * t)$$

Una vez vistas las dos señales, la señal modulada será la unión de ambas como se puede ver en la *figura 7*:

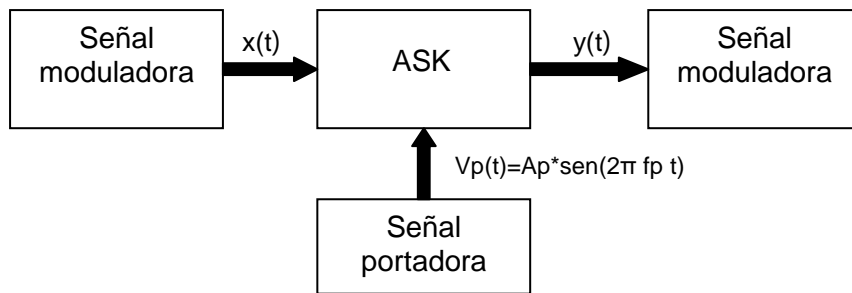


Figura 7. Modulación ASK.

Y el aspecto de las tres señales es el que se observa en la *figura 8*:

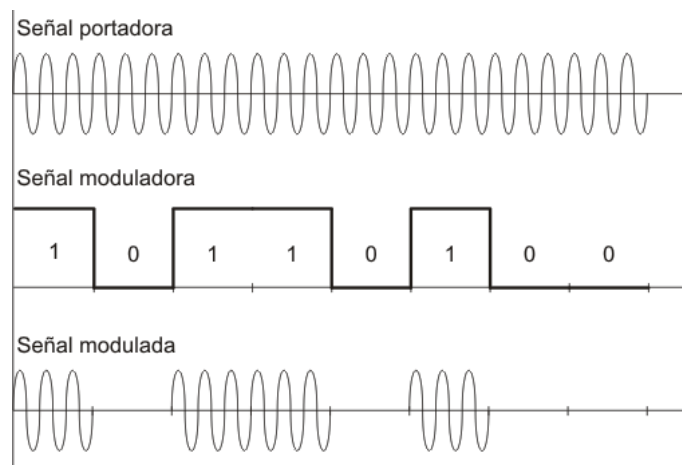


Figura 8. Señales modulación ASK.

1.3.3. Modulación FSK

La modulación FSK (Frequency-Shift Keying) comparte la mayoría de las características que la modulación ASK, a excepción del elemento diferenciador entre un '1' binario y un '0' binario.

Si en la modulación ASK se distinguen dependiendo de la amplitud de la onda en la modulación FSK se la diferencia consiste en la frecuencia a la que es transmitida el dato.

La señal moduladora es la misma ya que son los mismos datos que llegan no modifican la transmisión, por lo que la señal se define como:

$$x(t) \begin{cases} '0' \longrightarrow \text{Nivel Bajo} \\ '1' \longrightarrow \text{Nivel Alto} \end{cases}$$

Respecto a la señal modulada, al modificar la frecuencia se tendrán dos tipos de señales para representar ambos valores:

$$V_p(t) = A_p * \text{sen}(2\pi * fp_0) \longrightarrow \text{Nivel Bajo}$$

$$V_p(t) = A_p * \text{sen}(2\pi * fp_1) \longrightarrow \text{Nivel Alto}$$

Dónde la diferencia de las frecuencias es lo suficientemente grande como para que se distingan con facilidad.

Nuevamente, la representación de la modulación será como en la *figura 9*.

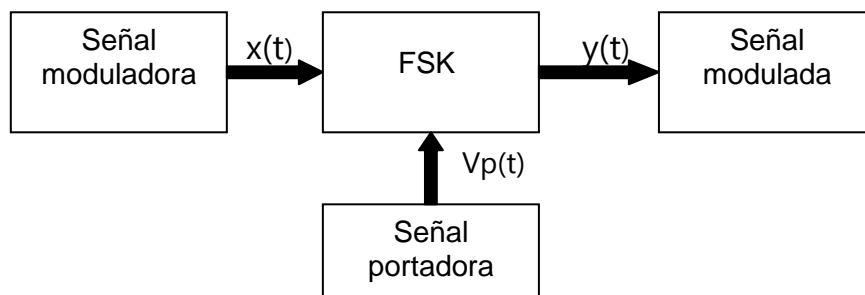


Figura 9. Modulación FSK.

Y el aspecto de todas las señales que intervienen se muestra en la *figura 10*.

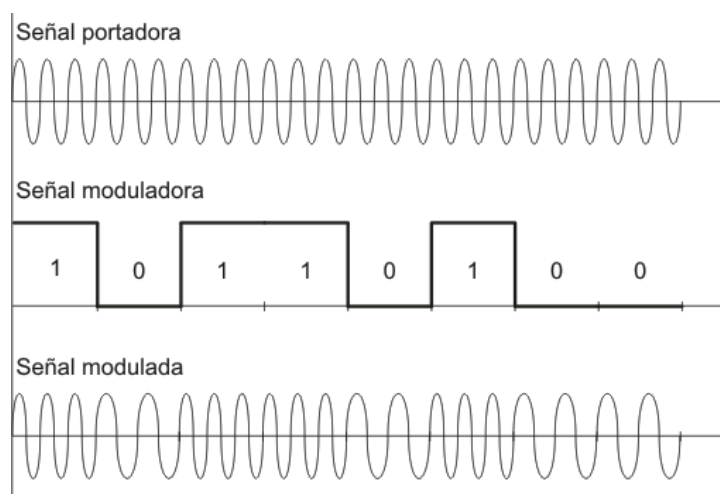


Figura 10. Señales modulación FSK.

Se escoge la modulación ASK para este proyecto por su facilidad de diseño y construcción, ya que es más sencillo crear la modulación de amplitud, puesto que un valor es la ausencia de la amplitud, el otro es la amplitud de la portadora y su circuito demodulador también es muy sencillo, en vez de la modulación FSK, en la que se necesitan dos frecuencias distintas.

1.4. Acoplo de una señal a la red eléctrica

Un proceso muy importante de la transmisión es el acople de la señal a la red eléctrica doméstica.

Generalmente, para el acople de señales a la red eléctrica se usan transformadores y etapas de filtrado, permitiendo el paso de la información a la red pudiéndose amplificar dependiendo de la relación del transformador. Para circuitos en los que la señal que se introduce es de bajo voltaje se puede usar un conjunto de transistores o un toroide.

Por otro lado, el uso de un transformador protege al circuito transmisor y evita que señales ajenas, incluyendo la señal de la red eléctrica interfieran en el funcionamiento del mismo.

2. Diseño del sistema

2. DISEÑO DEL SISTEMA

En este capítulo se describe de una manera general el funcionamiento y los elementos que forman el conjunto emisor-receptor del sistema de comunicación PLC.

2.1. Diseño general

El sistema de comunicación se compone de dos bloques principales. El primero es el que componen el microcontrolador del panel solar con el transmisor PLC. El transmisor se enchufará a la línea de la red eléctrica para mandar los datos. El segundo bloque lo componen el receptor del sistema de comunicación y el ordenador que se encuentra dentro de la casa que conforman la centralita como se muestra la *figura 11*.

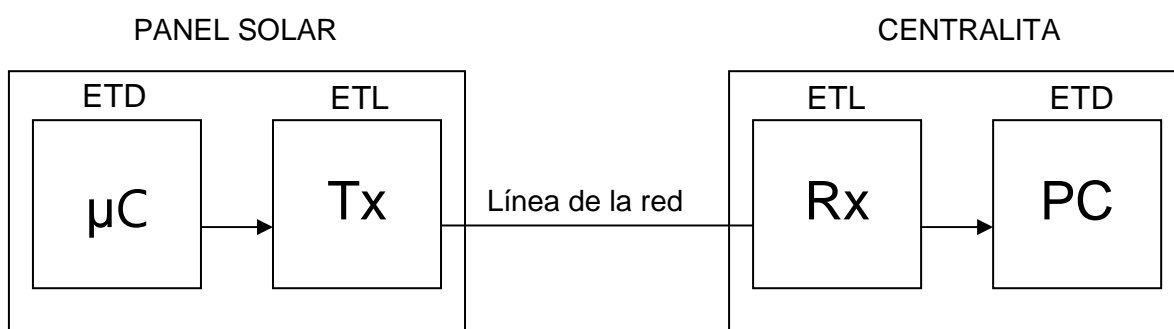


Figura 11. Diagrama de bloques diseño de comunicación.

En la *figura 11* se observa que el conjunto se compone de dos ETL y de dos ETD. Un ETD, es un equipo terminal de datos, por tanto se encarga de generar los datos (microcontrolador) o utilizar los datos transmitidos (centralita). Un ETL, es un equipo de transmisión por línea, por tanto obligatoriamente tiene que haber dos equipos, uno que transmita por la red eléctrica y otro que reciba la información.

Las especificaciones necesarias para la comunicación entre panel solar y centralita serán:

- Distancia entre terminales: 100 metros. El proyecto está enfocado para una casa de tamaño medio, por lo que no habrá una distancia mayor entre transmisor y receptor de 100 metros.
- Tipo de comunicación: Cómo se ha visto en el anterior capítulo, tanto la modulación ASK como la modulación FSK tienen las características necesarias para realizar la comunicación. Se ha elegido la modulación ASK debido a que su diseño es más sencillo puesto que el '0' es una onda de amplitud 0 voltios, y un '1' una onda con una amplitud distinta a 0 voltios, sin embargo en una comunicación FSK hay generar dos ondas portadoras.
- Velocidad de la transmisión: 1200 baudios, que equivalen a una frecuencia de 600 Hz, suficiente, ya que es independiente del buen funcionamiento del panel solar y la función de la comunicación es saber el comportamiento del mismo.
- Frecuencia señal portadora: 100 KHz. Frecuencia común en las modulaciones ASK. Usada para la diferenciación entre señal modulada y la señal de la red eléctrica, ya que, al ser esta última de 50 Hz es sencillo el diseño del receptor para la diferenciación de ambas.

2.2. Diseño transmisor

El circuito transmisor tiene como función recibir continuamente los datos que manda el microcontrolador con la información de la tensión e intensidad a la que trabaja el panel solar y transmitirlos por la red eléctrica.

Para realizar esta transmisión, se utilizará una modulación ASK, cuyas características se han explicado en el capítulo 1, para adecuar la información al medio de transmisión (red eléctrica doméstica).

Por tanto, el circuito transmisor se puede dividir en varios bloques principales como se muestra en la *figura 12* en los que cada cual tiene una funcionalidad específica.

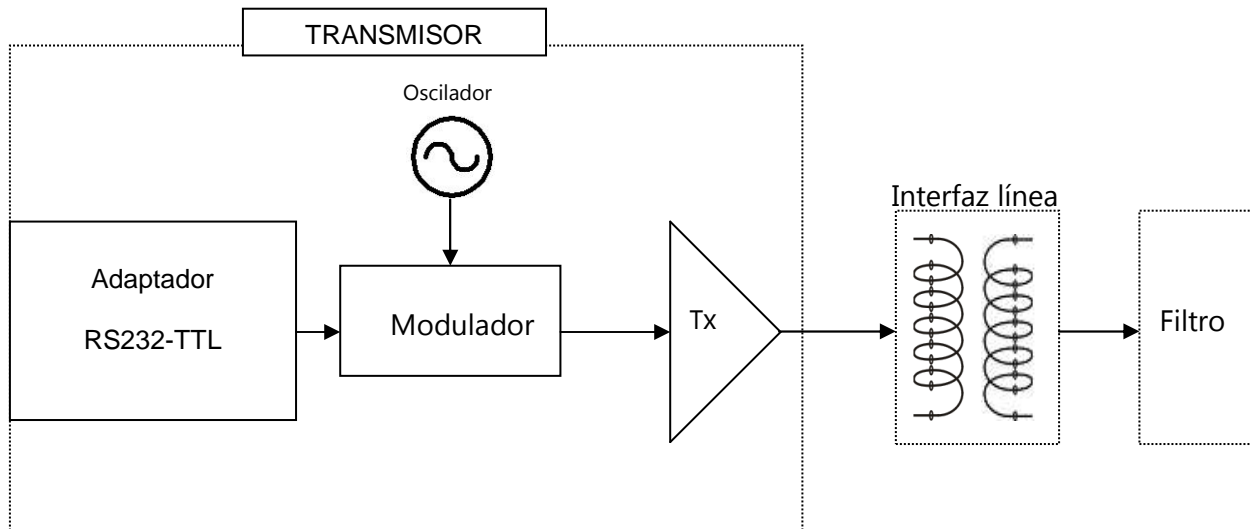


Figura 12. Diagrama de bloques de circuito transmisor.

2.2.1. Adaptador RS232-TTL

Para poder transmitir la información a la red eléctrica a través del transmisor primero es necesario comunicar la placa con el microcontrolador. Se establecerá mediante una comunicación RS-232.

La comunicación RS-232 (Recommended Standard 232) consiste en un conjunto de normas para que se produzca un intercambio de datos entre un equipo terminal de datos (ETD) y un equipo de comunicación de datos (ECD), comúnmente llamado módem.

La forma de los valores de voltaje están invertidos respecto a los valores lógicos que se transmiten de forma que la representación es:

- '1' lógico se corresponde con valores entre -3 voltios y -15 voltios.
- '0' lógico se corresponde con los valores entre 3 voltios y 15 voltios.

Además el uso de una comunicación RS-232 permite una conexión sencilla entre microcontrolador-transmisor y receptor-centralita, denominada null-modem, en la que los datos de este proyecto se mandan de forma unidireccional y continua, puesto que la centralita solo recibe datos y no se comunica diciendo si puede o no recibir información.

La forma física de conectar el microcontrolador con la placa diseñada será mediante un cable RS-232 DB9 (*figura 13*) y un conector hembra RS-232 DB9 (*figura 14*) que se instalará en la placa e irá conectador al circuito transmisor.



Figura 13. Cable RS232 DB macho.



Figura 14. Conector RS232 DB hembra

Debido a los niveles de voltaje a los que trabaja el RS232, es necesario adecuarlos a otro tipo de niveles que sean funcionales en el transmisor. Se usará el integrado MAX232 como el de la *figura 15* para realizar esta modificación.



Figura 15. Circuito integrado MAX232.

El chip MAX232 es un integrado que transforma los voltajes entre -15 voltios y $+15$ voltios que llegan mediante el cable RS-232 del microcontrolador a una señal tipo TTL. Es preciso transformar esta señal ya que, de lo contrario, habría que diseñar el circuito transmisor contando con una alimentación proveniente de una fuente doble de $+15$ voltios y -15 voltios.

La señal TTL se caracteriza por ser una señal cuadrada y trabajar a una tensión de 5 voltios. El voltaje de un '0' lógico se encuentra entre los 0 V y los 0'8V y el de un '1' lógico se sitúa en valores mayores a 2 V. El integrado puede funcionar con una frecuencia de hasta 120 Kb/s, mucho mayor que los 600 baudios por segundos necesarios para la comunicación.

Por tanto, con el uso del MAX232 se podrá convertir la señal RS-232 en una señal TTL, ya que el chip consta de dos conversores TTL-RS232 y otros dos conversores RS232-TTL, siendo alimentado únicamente por 5 voltios.

2.2.3. Oscilador

Como se vio en el capítulo 1, para que se produzca una modulación ASK se necesitan dos señales, la portadora y la moduladora.

La función del oscilador es crear la onda portadora que será modulada por los datos que lleguen del microcontrolador. Aunque la señal portadora es una señal senoidal, en esta fase se creará una señal TTL de una frecuencia de 100 KHz para poder compararla con los datos que lleguen.

El oscilador se compone de un potenciómetro, un condensador y una puerta lógica nand trigger schmitt. Esta puerta se incluye en el integrado CD4093 de 14 pines la cual, junto con un condensador y un potenciómetro generan la oscilación. El condensador se carga y descarga haciendo que varíe la salida, y, el potenciómetro, dependiendo del valor resistivo al que esté regulado podrá modificar la frecuencia de la oscilación. El uso de un potenciómetro en vez de una resistencia fija se justifica debido a que se podría modificar la frecuencia de oscilación sin modificar el circuito si fuese necesario.



Figura 16. Circuito integrado CD4093.

2.2.4. Modulador

Como se vio anteriormente, la modulación ASK está compuesta por una señal portadora y otra moduladora, obteniendo con estas dos la señal modulada final.

La señal portadora ya ha sido creada por el oscilador y la señal moduladora son los datos digitales que llegan desde el chip MAX232. Como se explicó en la comunicación RS-232, los voltajes están invertidos respecto a los valores lógicos, por tanto se coloca un negador para realizar que al realizar pruebas si se introduce un '1' con un generador de funciones (+5 voltios) se tenga 5 voltios a la salida creado a partir de una puerta nand del integrado CD4093, ya que el integrado usado para el oscilador tiene cuatro puertas nand, por lo tanto al aprovechar las restantes la placa ocupará menos espacio y será mas económica.

La señal moduladora se conectará a una entrada de la tercera puerta nand y en la otra la señal portadora. Con esto se consigue que cuando se tenga un '1' lógico no deje pasar la señal portadora y cuando el dato sea un '0' lógico si pase. Esto es debido a que la puerta nand es una puerta and negada, por tanto, de nuevo se utilizará la última puerta nand del integrado CD4093 para construir un negador, que invierte la señal que le entra y, cuando se tenga un '1' lógico dejará pasar la onda portadora y cuando sea un '0' lógico el nivel será de 0 voltios.

2.2.5. Tx

El bloque Tx se encargará de asegurar que la señal llegue en óptimas condiciones al receptor. Para ello, se usa el integrado de 8 pines de la *figura 17*, llamado LT1206 que se trata de un amplificador operacional, que, configurándolo a modo de búfer proporcionará en su salida la misma tensión que en la entrada y cuando se conecte carga al circuito no afectará a la señal que se desea transmitir. Se ha seleccionado el integrado LT1206 que es un amplificador de realimentación de corriente y una de sus aplicaciones recomendadas por el fabricante es su uso como búfer.

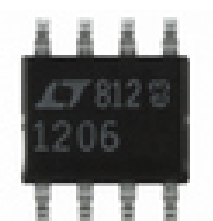


Figura 17. Circuito integrado LT1206.

Una vez asegurado que no se pierda señal al conectar cualquier tipo de carga a la red, se adecua la señal poniendo en su camino un condensador que evite el paso de corriente continua. Posteriormente se ha elegido un filtro de paso bajo formado por una resistencia y un condensador que solo deje pasar las frecuencias menores a la frecuencia de corte que ha sido diseñada. Esta frecuencia de corte es mayor que la frecuencia fundamental de la onda cuadrada pero menor que sus armónicos ($3f, 5f, 7f, \dots$), por lo que el filtro eliminará sus armónicos obteniendo una onda muy parecida a la vista como señal portadora tanto en la explicación de la modulación ASK como en la de la modulación FSK.

2.2.6. Interfaz línea

Por último, la señal llega a un circuito resonante antes de ser inyectada en la red.

El circuito resonante utilizado está compuesto por una bobina y un condensador en paralelo. En un circuito resonante, al pasar la corriente eléctrica, a la frecuencia de oscilación del sistema, se produce un efecto en el que un elemento del circuito libera energía mientras el otro la absorbe en el primer ciclo y, en el segundo ciclo, el que ha absorbido energía la libera y el que la liberó la absorbe como muestra la *figura 18*.

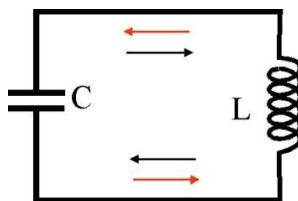


Figura 18. Circuito resonante.

Debido a esta peculiaridad se diseña el circuito para que resuene a una frecuencia de 100 KHz convirtiendo la señal TTL que ya había sido modificada por el filtro paso bajo en una señal prácticamente senoidal.

La bobina forma parte de un toroide, construido de forma manual con núcleo de ferrita y arrollamiento de cobre y relación de transformación 1:1. La otra bobina inyecta la señal a la red eléctrica.

2.2.7. Filtro

Se coloca un condensador en serie con la bobina que inyecta la señal a la red cuya impedancia es muy baja a 100 KHz pero muy elevada a 50 Hz, bloqueando de esta forma la señal de la red eléctrica

2.3. Diseño del receptor

El circuito receptor es el encargado de recibir la onda modulada de la red eléctrica para, posteriormente tratarlos, discriminar el tipo de dato que llega y transformar esta señal TTL en una señal RS-232 para que se visualicen en el ordenador que actuará como centralita.

Igual que en el caso del circuito transmisor, se puede dividir en varios bloques bien diferenciados para ver su funcionalidad.

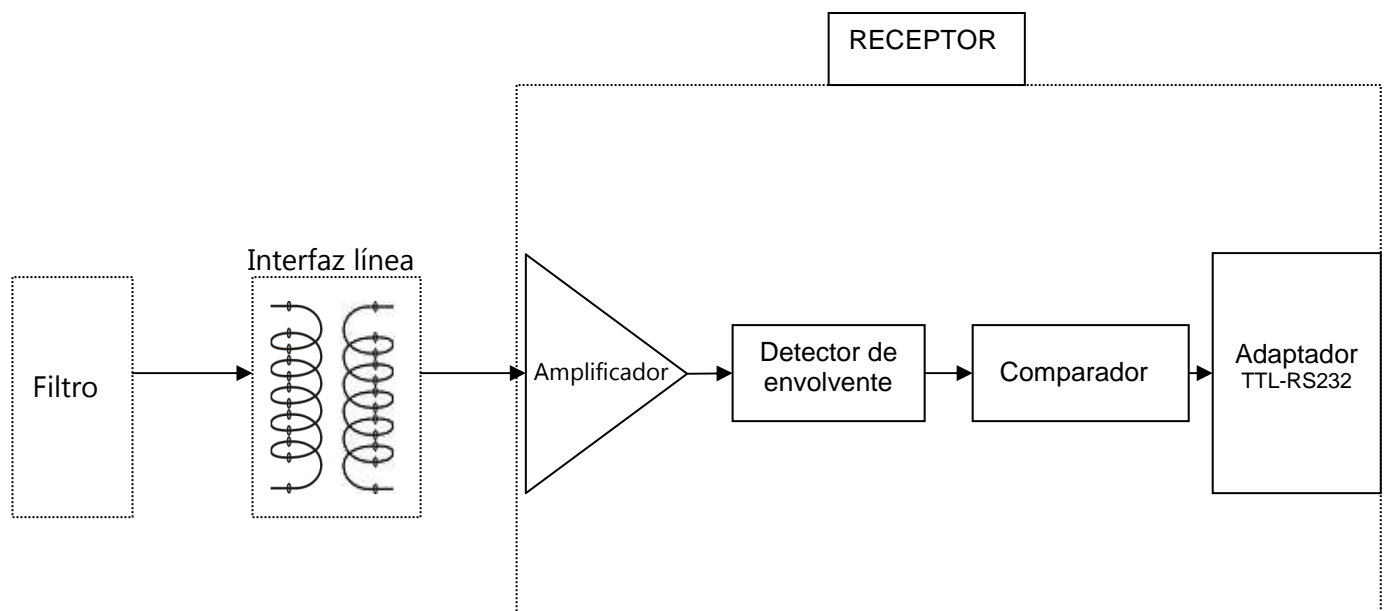


Figura 19. Diagrama de bloques del circuito receptor.

2.3.1. Filtro

Compuesto por un condensador. De la misma forma que en el circuito transmisor, bloquea la señal de la red puesto que el condensador ofrece una resistencia muy grande para una señal de 50 Hz y sin embargo la resistencia que ofrece para una señal de 100 KHz es mínima.

2.3.2. Interfaz línea

Mismo interfaz que el usado en el circuito transmisor, que consiste en un toroide de relación 1:1 con núcleo de ferrita arrollado con hilo de cobre, que lleva la señal que viene de la red eléctrica al sistema receptor de datos.

Se diferencia respecto al interfaz del transmisor en que no se compone de un circuito resonante condensador-bobina paralelo ya que la señal que llega es senoidal.

2.3.3. Amplificador

El primer elemento que se encuentra la señal al llegar al circuito receptor es un amplificador de pequeña señal.

El amplificador es uno de los bloques más utilizados en los sistemas electrónicos. Se denomina de pequeña señal porque trabaja con señales de una amplitud de milivoltios.

El elemento fundamental de un amplificador es el transistor. El transistor tiene distintas formas de funcionamiento que son:

- Zona de corte: El transistor se comporta como un interruptor abierto entre el colector y el emisor.
- Zona de saturación: El transistor se comporta como un interruptor cerrado entre el colector y el emisor.
- Zona activa: El transistor se comporta como un amplificador. Esta zona también se denomina zona de trabajo y se sitúa entre la zona de corte y la de zona de saturación como se muestra en la *figura 19*.

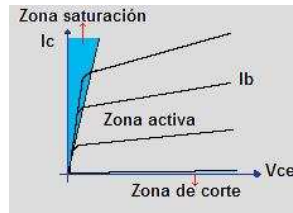


Figura 20. Zonas transistor.

Además, no solo es necesario elegir el funcionamiento del transistor como amplificador sino que además es preciso diseñar que se quiere amplificar.

Hay tres tipos de configuraciones:

- Emisor común: La señal se introduce por la base y se extrae por el colector. Amplifica tanto tensión como corriente
- Base común: La señal se introduce por el emisor y se extrae por el colector. Amplifica tensión pero no corriente
- Colector común: La señal se introduce por la base y se extrae por el emisor. Amplifica corriente pero no tensión

Vistas las principales características de las diferentes configuraciones se escoge diseñar el amplificador en emisor común puesto que se quiere amplificar tanto la corriente como la tensión de la señal transmitida.

La señal entra por la base del transistor (*figura 21*), obteniendo en el colector una corriente relacionada directamente con la corriente que se expresa mediante $I_c = \beta I_b$, donde β es la ganancia del transistor.

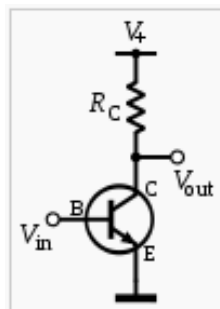


Figura 21. Transistor.

Como transistor se ha seleccionado un transistor BJT (bipolar) 2N222. Como características principales se pueden nombrar que es del tipo negativo-positivo-negativo y es el transistor comercial mas utilizado, tanto como amplificador de pequeña señal como interruptor. Es capaz de llegar a una funcionar hasta una frecuencia de 300 MHz, mas que suficiente para las exigencias de este proyecto.

Para que funcione la amplificación es necesario que el transistor se encuentre en su zona de trabajo. Esto se consigue polarizándolo mediante elementos pasivos como resistencias, condensadores y bobinas. Se ha colocado un circuito resonante con una resistencia y una bobina en paralelo a 100 KHz en el colector del transistor para favorecer la amplificación del circuito.

2.3.4. Detector de envolvente

Una vez que la señal ha sido amplificada para poder trabajar con ella, el siguiente paso es identificar si lo que está llegando al receptor es un '1' o un '0'.

Como se vio anteriormente, en la comunicación ASK la diferencia entre un '1' lógico y un '0' lógico es que en el '1' tenemos una señal senoidal de una determinada amplitud y el '0' se tiene una señal de 0 voltios de amplitud.

Para saber si se recibe señal o no, lo primero será diseñar un detector de envolvente. Por ello el bloque detector de envolvente se compone de un circuito demodulador común formado por un condensador, una resistencia y un diodo, cuya función es la de extraer la silueta (envolvente) de la señal que se está tratando. El diodo solo deja pasar medio periodo de la señal, dejando solo la parte positiva de la onda y el condensador se carga y descarga junto con la resistencia obteniendo los valores de pico de la onda (*figura 22*).

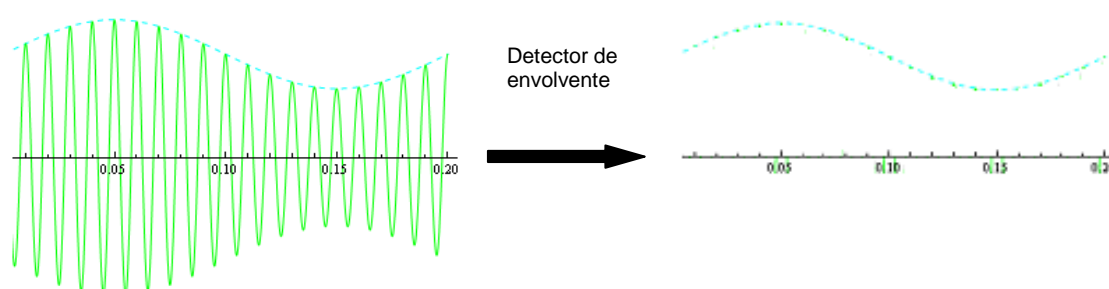


Figura 22. Detector de envolvente

2.3.5. Comparador

Una vez que se obtiene la envolvente de la señal, ya es posible discriminar el '1' del '0'. Basta con saber si hay señal o no. Para ello se utiliza un circuito integrado, el LM311 (*figura 23*). El LM311 es un comparador de 2 voltajes que, dependiendo de cual sea mayor, su salida será la tensión a la que está alimentado el integrado tanto positiva como negativamente. Por tanto, a una patilla del comparador llegará la tensión de la envolvente de la señal y a la otra patilla un voltaje de corriente continua regulado con un potenciómetro. Al estar alimentado con 5 voltios y tierra su salida será de 5 voltios o de 0 voltios.

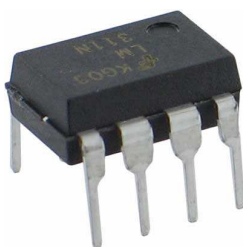


Figura 23. Circuito integrado LM311.

Observando la envolvente de la señal, se verá cual es el valor mínimo que alcanza la misma, y, con el potenciómetro, se regulará hasta alcanzar una tensión inferior a la tensión mínima de la envolvente pero mayor que 0 voltios. De esta forma se asegura si está llegando señal ('1') o no ('0').

2.3.6. Adaptador TTL-RS232

La señal que sale del comparador es una señal de onda cuadrada con valor alto de 5 voltios y valor bajo en 0 voltios, es decir, una señal TTL. De igual manera que era necesario cambiar los voltajes que llegaban del microcontrolador a la placa transmisora para trabajar con ellos ahora es necesario hacer los cambios inversos para que el ordenador pueda interpretarlos, es decir, que la comunicación con la centralita sea mediante un cable RS-232.

La señal de salida del comparador se conectará a un circuito integrado MAX232 idéntico al del circuito transmisor pero su utilización será inversa. Modificará la señal TTL a una señal RS-232 y, con un conector hembra RS232 en conexión null-modem se producirá la comunicación.

3. Diseño Hardware

3. Diseño Hardware

Este capítulo explica los cálculos utilizados para diseñar cada bloque, el conexionado entre bloques e imágenes de las simulaciones de los mismos.

3.1. Introducción

La aparición y sofisticación tanto de los programas como de los ordenadores, han cambiado la forma de diseñar y simular los circuitos electrónicos, además de convertirse en una herramienta imprescindible para cualquier tipo de diseño electrónico.

Este tipo de programas se denominan CAD/CAM (Computer-Aided Design/Computer-Aided Manufacturing), cuya característica principal es que, al diseñar un proyecto, su imagen electrónica se traduce a un lenguaje de programación, con el que se controla la simulación de su funcionamiento y sirve para su construcción.

Estos programas asistentes para el diseño de circuitos electrónicos tienen dos ventajas principales, que son:

- Tener la oportunidad de probar cuantas veces se quiera el comportamiento de un circuito durante el desarrollo del mismo, sin tener que construirlo físicamente, por tanto, ahorra muchos costes y se obtienen datos que se asemejan mucho a las mediciones reales en caso de que el circuito estuviese construido.
- Facilidad para el diseño físico de la placa y colocación óptima tanto de los componentes como las conexiones entre ellos. Estas placas son de circuito impreso y se denominan PCB (Printed Circuit Board).

Los productos CAD están compuestos por un conjunto programas que se sirven de librerías de componentes para obtener los datos del diseño final.

Para comprobar el funcionamiento y diseño de este proyecto se ha utilizado el software OrCad, uno de los mas potentes que existen para el diseño electrónico.

OrCad es un conjunto de programas para el diseño de placas electrónicas desde cero hasta el proceso de imprimir la placa en un circuito impreso. Se puede dividir en cuatro aplicaciones principales que abarcan todo el proceso de creación de placas electrónicas:

- OrCad Capture: Descripción del diseño, se puede realizar a través de un esquema eléctrico o en lenguaje VHDL.
- OrCad Pspice: Simulación de circuitos tanto analógicos como digitales.
- Orcad Layout: Realización de placas de circuito impreso (PCB).
- Orcad Express/Capture: Diseño de circuitos digitales con memorias programables y dispositivos lógicos.

Tanto para el diseño del circuito transmisor como para el diseño del circuito receptor se han usado los programas Capture, Pspice y Layout.

En este apartado, al ocuparse del diseño y funcionamiento de ambos circuitos se pondrán imágenes sacadas directamente de los esquemáticos de Capture y las simulaciones de Pspice.

Los esquemas de Capture se consiguen creando un nuevo proyecto en el programa, añadir las librerías correspondientes de los componentes que se utilizarán y por último hacer el conexionado pertinente entre ellos.

Para simular con Pspice, se crea un perfil de simulación en el propio Capture, definiendo el tipo de simulación, cuanto tiempo simulará el funcionamiento del circuito y valor (tensión, intensidad...) del componente del cual se quiere obtener su respuesta.

3.2. Transmisor

En la *figura 24* se observa el circuito transmisor dividido en los bloques descritos en el capítulo anterior.

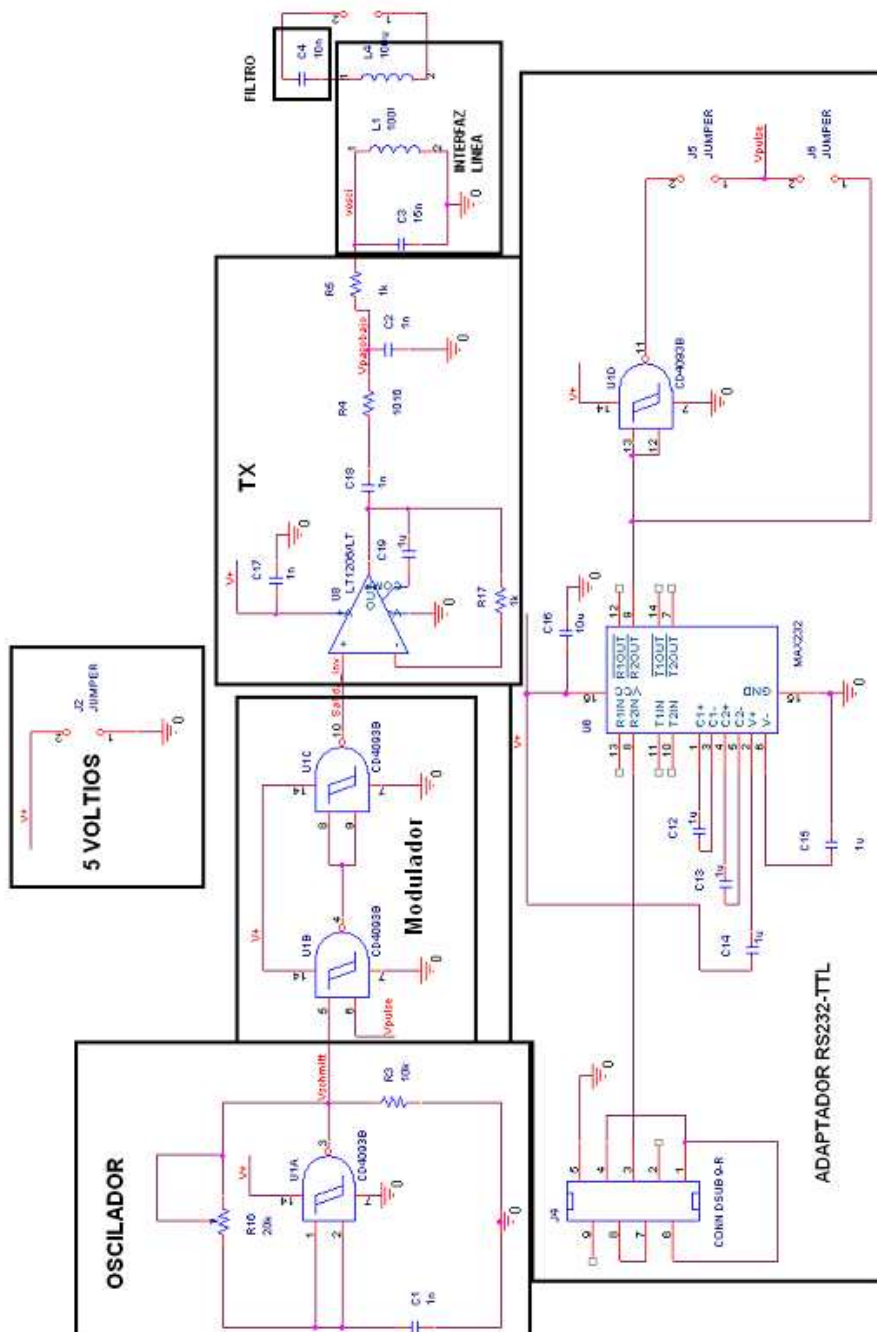


Figura 24. Esquema transistor.

3.2.1. Adaptador RS232-TTL

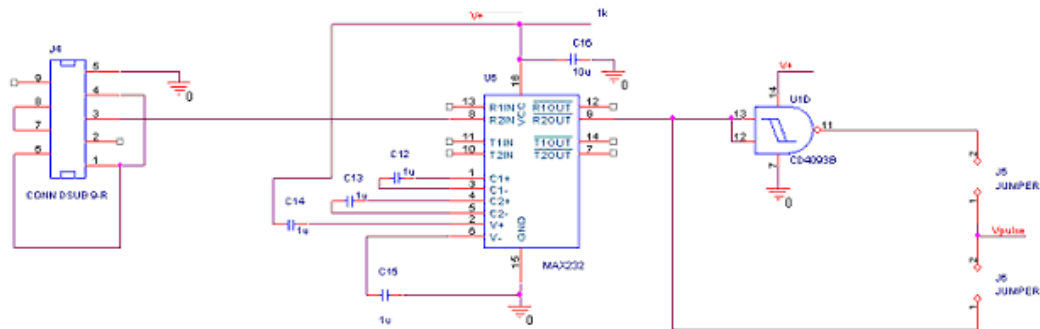


Figura 25. Esquema adaptador RS232-TTL.

La conexión entre el microcontrolador y la placa transmisora se hace mediante comunicación RS-232. Se ha usado un conector hembra como el de la *figura 26* en la placa donde se conectara el cable que llega del microcontrolador.



Figura 26. Conector hembra RS-232 Db9

Se conoce como DB-9 puesto que tiene 9 pines representados en la *tabla 1*. La numeración y que función tiene cada pin es la siguiente:

| | |
|---|---------------------------|
| 1 | DCD (Data Carrier Detect) |
| 2 | RX |
| 3 | TX |
| 4 | DTR (Data Terminal Ready) |
| 5 | GND |
| 6 | DSR (Data Sheet Ready) |
| 7 | RTS (Request To Send) |
| 8 | CTR (Clear To Send) |
| 9 | Ri (Ring Indicator) |

Tabla1. Pines RS232 DB9.

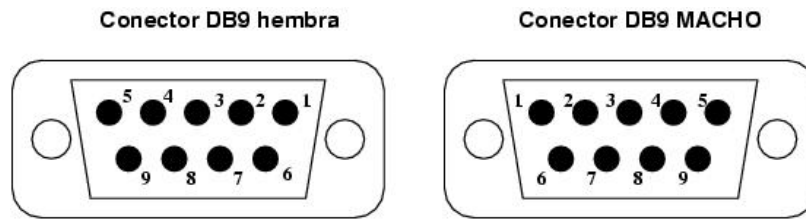


Figura 27. Conectores macho y hembra RS-232.

La razón por la que no son iguales el conector hembra y el conector macho mostrados en la *figura 27* es que tienen que conectarse entre sí.

El módem que se ha diseñado es unidireccional y no tiene señales de “handshake”, por tanto es más simple usar la conexión null-modem entre el ETD y el ETL, en la cual solo se utilizarán los pines para transmitir información en el transmisor y el pin para recibir información en el receptor.

Con la configuración mostrada en la *figura 28* los dos equipos “creen” que están conectados a través de un modem y por tanto es posible la comunicación entre ambos.

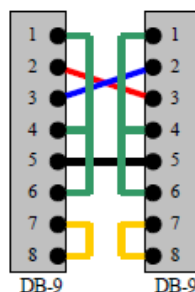


Figura 28. Conexión null-modem.

En la *figura 28* se usan tanto los pines 2 como 3 para transmitir y recibir datos pero, como solo manda datos el microcontrolador y no los recibe, no es necesario usar el pin receptor y solo se usará el número 3, el pin 2 se deja al aire quedando la conexión como la *figura 29*.

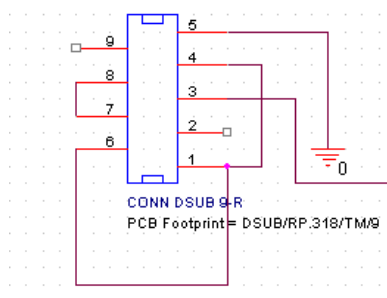


Figura 29. Esquema conector hembra RS-232 transmitor.

Transmite los datos a través del pin 3 al siguiente integrado.

Como se vio en el capítulo anterior, no se puede trabajar con los datos que llegan a través del cable RS232 ya que están a diferentes voltajes de los valores que se usan en el circuito transmitor.

El funcionamiento del chip MAX232 se consigue con una alimentación entre los 5 y los 15 V, junto con unos condensadores que, dependiendo del valor de éstos, se puede llegar a trabajar con velocidades de 200 kbps. Se han usado condensadores de 1uF, que pueden trabajar con velocidades de 120 kbps puesto que es suficiente para las especificaciones de la comunicación.

Aunque se compone de 2 convertidores TTL-RS232 y otros 2 RS232-TTL solo es necesario usar uno de RS232-TTL. La señal RS232 entra por la patilla 8 del Max232 y sale como señal TTL por la patilla 9. Como se aprecia en la *figura 30*, la salida 9 es negada, por tanto se coloca una puerta nand a modo de puerta not, pero con la excepcionalidad que para esta situación además se coloca un cable para no negar la salida, y poder utilizar la señal negada y sin negar cortocircuitando, como se ve en la *figura 31*.

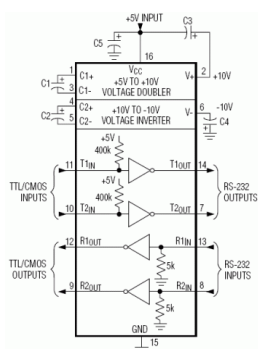


Figura 30. MAX232.

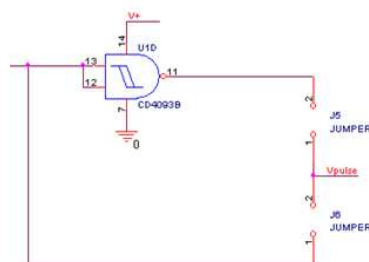


Figura 31. Salida MAX232.

Como se observa en la *figura 31* dependiendo de si se cortocircuita el jumper 5 se tendrá la salida negada y si se cortocircuita el jumper 6 se tendrá la salida normal.

3.2.2. Oscilador

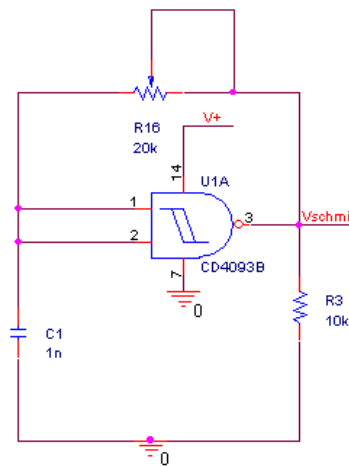


Figura 32. Esquema Oscilador.

Circuito que genera una señal de onda cuadrada entre 5 voltios y 0 voltios, ya que el integrado está alimentado a 5 voltios y a tierra.

Esta señal tiene que tener una frecuencia de 100 KHz. La frecuencia depende directamente del tiempo de carga y descarga del condensador que lo hace a través de la resistencia. El funcionamiento es el siguiente:

La puerta lógica utilizada es una puerta nand, cuya ecuación es $Salida = \overline{A * B}$ y su tabla de verdad es la que muestra la *tabla 2*:

| A | B | Salida |
|---|---|--------|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Tabla 2. Tabla de verdad puerta nand.

Al estar conectadas las entradas A y B al mismo punto significa que solo puede tener las opciones '00' y '11' que como salida tendrán '1' y '0' respectivamente, lo que quiere decir que se comportará como una puerta not.

La oscilación comienza con el condensador descargado, siendo $V_c=0$ V. Por tanto la situación en la que se encuentra el circuito es la representada en la *figura 33*:

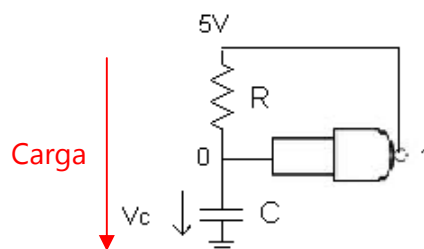


Figura 33. Carga de condensador.

El condensador está descargado, por tanto se tiene un '0' lógico en la entrada de la puerta nand y un '1' lógico a la salida, lo que equivale a 5 voltios. Al dar 5 voltios a la salida, el condensador se carga a través de la resistencia hasta que el voltaje del condensador V_c es superior al límite que tiene como barrera el integrado para discriminar un '1' de un '0', que, mirando en las hojas de características del integrado CD4093, para una tensión de 5 voltios es de 2,2 voltios.

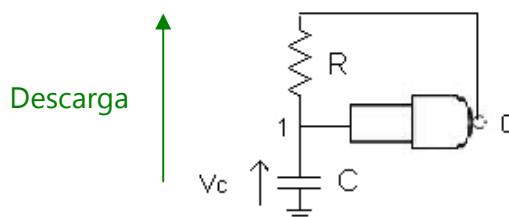


Figura 34. Descarga de condensador.

Una vez que V_c ha alcanzado mas de 2,2 voltios, se tiene un '1' en la entrada de la puerta nand y un '0' en la salida como se muestra en la *figura 33*. El condensador se va descargando hasta cruzar de nuevo la barrera del integrado y volver a la situación de la *figura 32*, obteniendo la oscilación deseada.

Como se ha visto en las dos figuras anteriores, el tiempo de oscilación depende directamente de la carga y descarga del condensador a través de la resistencia. Al ser más fácil y económico conseguir una resistencia variable que un condensador variable, se ha optado por colocar un potenciómetro para poder variar la frecuencia de oscilación en caso de que fuera necesario.

La constante de tiempo del conjunto condensador-resistencia será $T=R \cdot C$ (segundos). Eligiendo un condensador con suficiente capacidad, en el caso de este proyecto, un condensador de 1 nF, sabiendo que la oscilación tiene que ser de 100 KHz y que $T = \frac{1}{f}$ se puede calcular la resistencia que hay que colocar para obtener la frecuencia deseada:

$$\frac{1}{100.000(Hz)} = 10^{-9}(F) * R(\Omega); R = 10^4 \Omega$$

Con una resistencia 10 K Ω es suficiente para tener una señal con frecuencia de 100 KHz, pero se coloca un potenciómetro de 20 K Ω para tener mayor rango de variación de frecuencia. Con el potenciómetro a la mitad (resistencia de 10 K Ω) la forma de onda en la simulación es la de la *figura 35*.

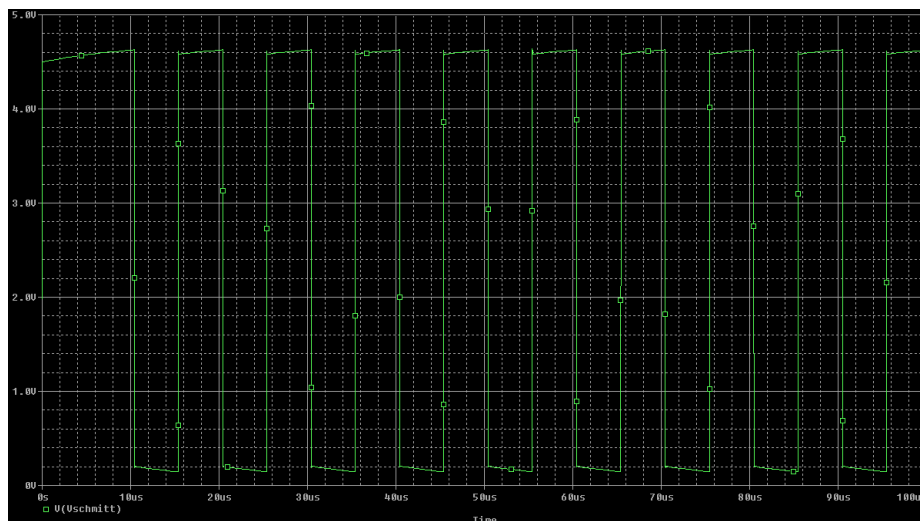


Figura 35. Simulación oscilador.

En la *figura 35* se ve como los valores oscilan entre los 5 voltios y los 0 voltios y el periodo de 10 μ S (100 KHz).

3.2.3. Modulador

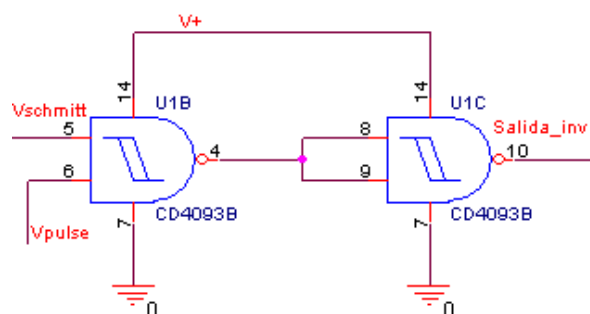


Figura 36. Esquema modulador.

Formada por dos puertas nand tiene como función modular la señal creada por el oscilador con los datos que recibe del microcontrolador.

Por el pin número 5 entra la señal de 100 KHz explicada en el apartador anterior, y por el pin número 6 entran los datos que vienen del microcontrolador a 1200 Baudios (Bit/segundo).

Si se comparan ambas frecuencias, la señal de 100 Khz es mucho mayor que la de 1200 Baudios, puesto que $f = \frac{B}{2}$, por tanto la frecuencia de la señal del microcontrolador serán 600 Hz.

En este caso si que se utiliza toda la tabla de verdad de la puerta nand mostrada en la *tabla 3* ya que ambas entradas no se concentran en el mismo punto y por tanto se pueden dar las cuatro posibilidades. La característica de la puerta nand es que da el inverso de la multiplicación de las entradas, por ello se coloca a continuación otra puerta nand a modo de puerta not para tener la señal de salida correctamente.

| A | B | Salida |
|---|---|--------|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Tabla 3. Tabla de verdad puerta nand

En las *figuras 37 y 38* se muestran las simulaciones del bloque modulador. En ambas figuras hay tres señales, la señal del oscilador que es la portadora (verde), la señal de los datos que es la moduladora (roja) y la señal modulada (azul). Se observa como la señal modulada está compuesta de la señal portadora cuando la señal moduladora está a nivel lógico '1'.

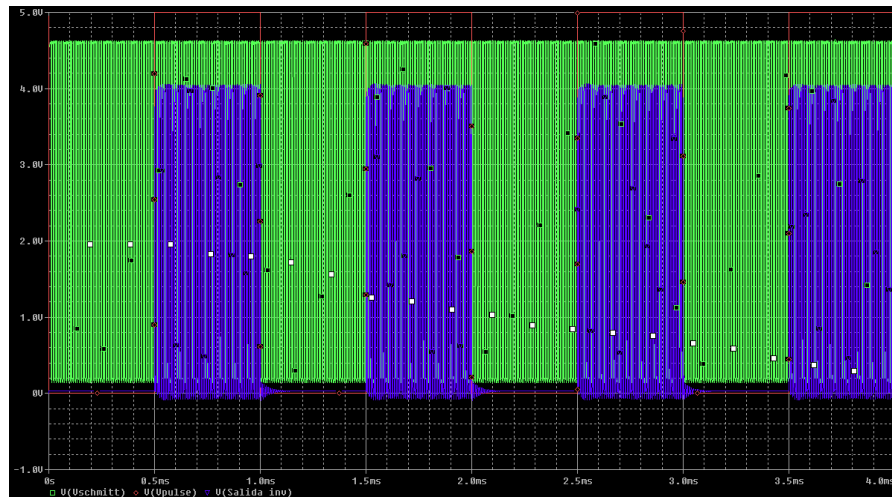


Figura 37. Simulación modulador 1.

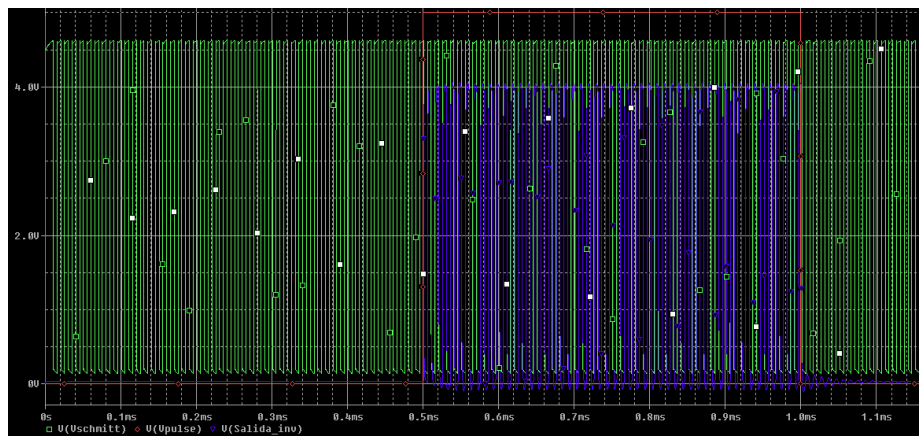


Figura 38. Simulación modulador 2.

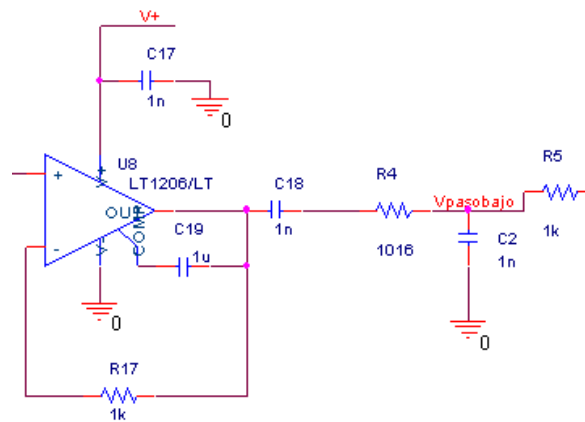
3.2.4. T_x

Figura 39. Esquema Tx.

Zona del circuito transmisor dónde se adecua la onda modulada para su transmisión a lo largo de la red eléctrica.

El LT1206 es un amplificador operacional que se usa como búfer para asegurar que la señal no disminuya al conectar carga detrás.

A continuación se coloca un condensador que evita el paso de la posible corriente continua que pueda llevar la onda y un filtro de paso bajo.

Los filtros de paso bajo como el de la *figura 40* tienen como característica principal el dejar pasar el frecuencias mas pequeñas del límite que ha sido diseñado y atenuar la superiores. Se usa un filtro de paso bajo ya que las ondas cuadradas tienen unos armónicos que son necesarios filtrar. Estos armónicos se sitúan a frecuencias que son múltiplos impares de la fundamental (3f,5f...), por tanto se ha diseñado un filtro que atenúe las frecuencias superiores a 150 KHz, suficiente para eliminarlos.

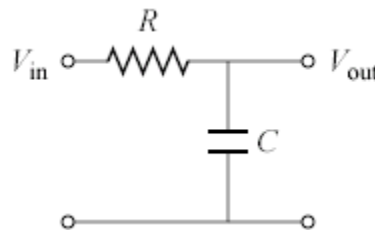


Figura 40. Filtro paso bajo.

En el filtro de paso bajo de la *figura 40* se usan las ecuaciones de la resistencia (R) y del condensador ($\frac{1}{sC}$), por tanto, la función de transferencia del filtro será:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{1}{1 + sCR}$$

Al ser un filtro de primer orden, únicamente tiene un polo a una frecuencia determinada a partir de la cual bajarán 20 decibelios por cada década.

Colocando un condensador de 1nF y la frecuencia a partir de la cual se quiere filtrar, 150 KHz, se iguala el denominador a 0 para obtener el polo de la función de transferencia y teniendo en cuenta que $s=j\omega$ y $\omega=2\pi f$:

$$2 * \pi * f = \frac{1}{RC}; R = \frac{1}{150 \text{ KHz} * 2 * \pi * 10^{-9}} = 1061 \Omega$$

En las *figuras 41 y 42* se muestran las ondas de entrada y de salida del filtro paso bajo. Se ve como la onda de salida adquiere una forma mas senoidal que la onda de entrada.

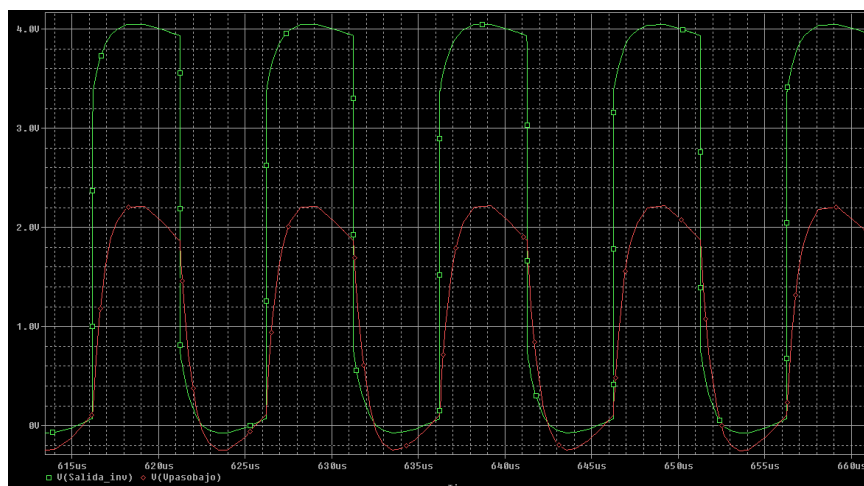


Figura 41. Simulación filtro paso bajo 1.

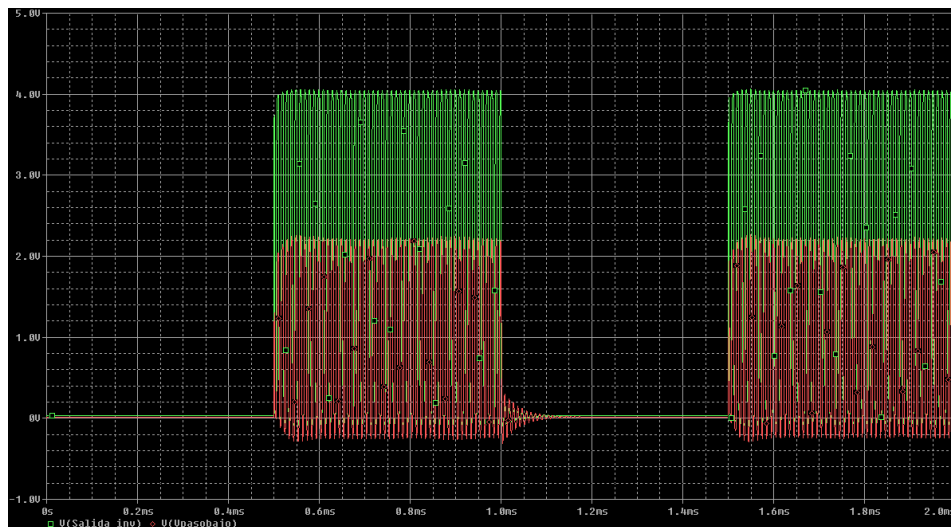


Figura 42. Simulación filtro paso bajo 2.

Con un condensador de 1 nF y una resistencia de 1 K Ω se consigue un filtro paso bajo a 150 KHz.

3.2.5. Interfaz línea

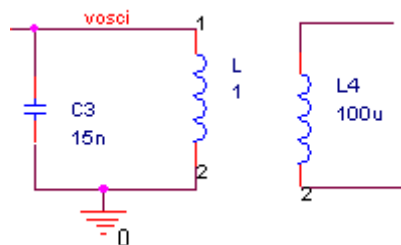


Figura 43. Esquema interfaz línea.

Por último, la señal llega al circuito resonante formado por un condensador y una bobina en paralelo.

La bobina forma parte de un toroide que inyecta la señal a la línea. Al estar en transformador fijado a 100 μ H y una relación 1:1, es necesario calcular el valor del condensador para que la frecuencia de resonancia sea de 100 KHz.

La fórmula para el cálculo de esta frecuencia es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; (2 * \pi * 100 \text{ KHz})^2 = \frac{1}{100 * 10^{-6} * C}; C = 25.33 \text{ nF}$$

En las *figuras 44 y 45* se observa el efecto resonante del circuito a 100 KHz convirtiendo la señal que sale del filtro paso bajo en una señal prácticamente senoidal.

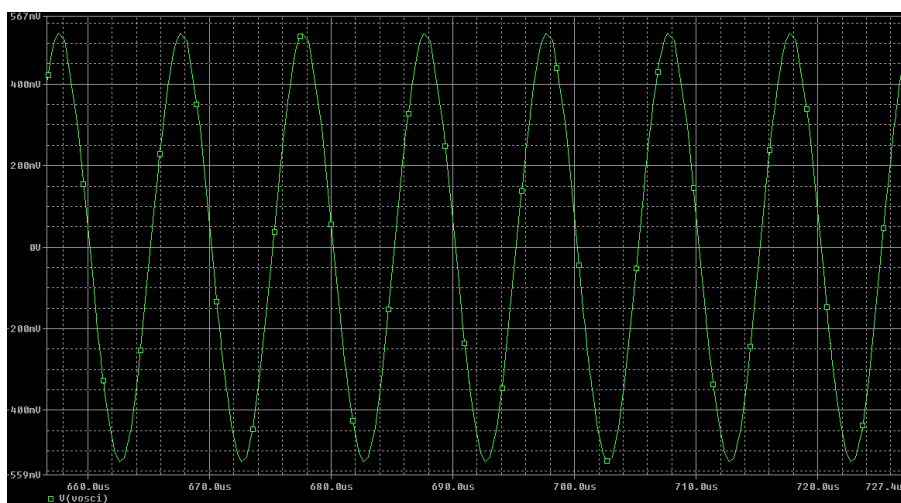


Figura 44. Simulación interfaz línea 1.

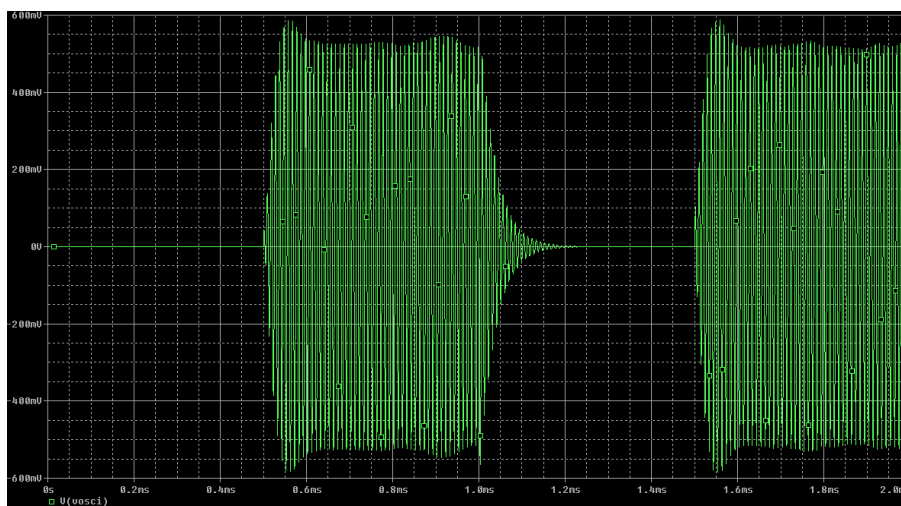


Figura 45. Simulación interfaz línea 2.

3.2.6. Filtro

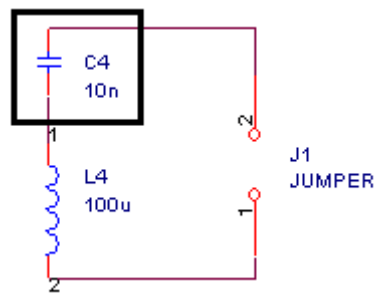


Figura 46. Filtro.

Se coloca un condensador de 10nF para filtrar la señal de 50 Hz de la red eléctrica ya que la

función de un condensador es $C = \frac{1}{j\omega C}$, donde $\omega = 2 * \pi * f$ por tanto:

- Para 100 KHz $C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j * 2 * \pi * 100000 * 10 * 10^{-9}} = 159,15\Omega$
- Para 50 Hz $C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j * 2 * \pi * 50 * 10 * 10^{-9}} = 318,309K\Omega$

Se puede ver que la señal de 50 Hz se encuentra una resistencia mucho mayor que la señal de 100 KHz y por tanto se atenúa considerablemente respecto a la señal transmisora.

La señal una vez introducida en la red tiene el aspecto que se muestra en las figuras 47 y 48.

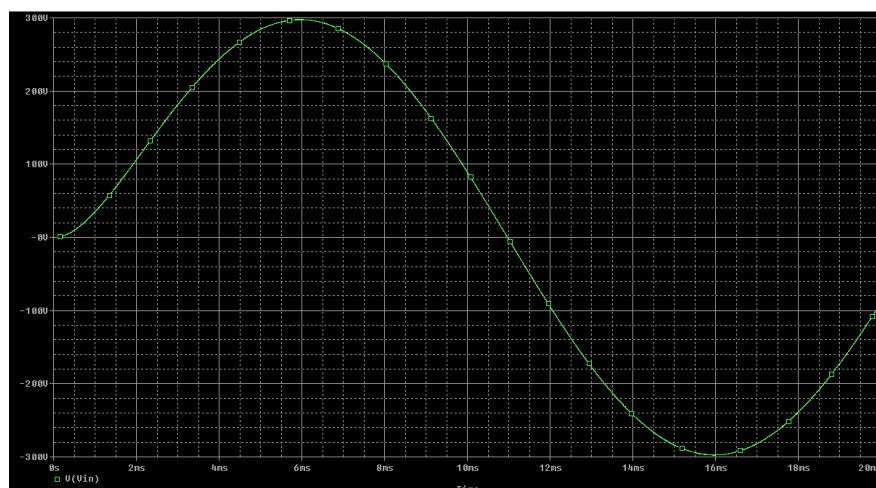


Figura 47. Señal en la red 1.

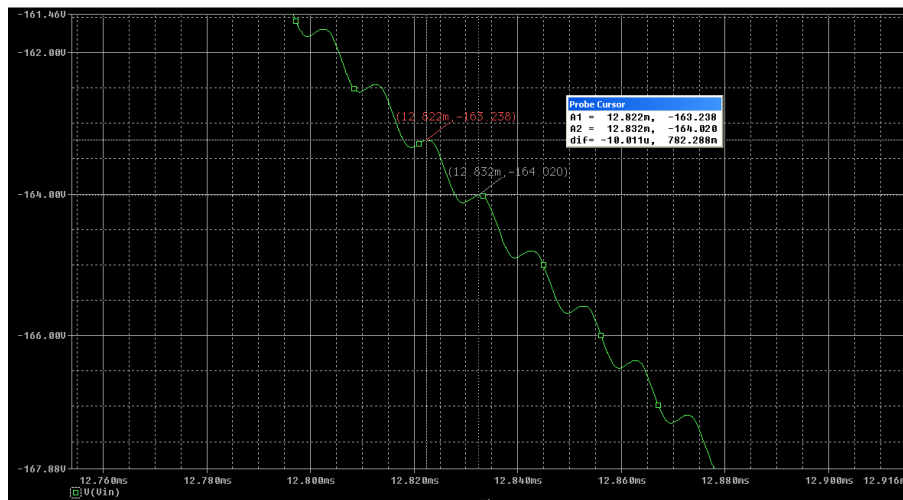


Figura 48. Señal en la red 2.

Como se ve en la *figura 47*, no se aprecia la señal y parece simplemente la señal de la red, esto es debido a que los 220 voltios que llegan a los enchufes de las casas tienen un valor mucho mayor que los 600 milivoltios de amplitud que tiene la señal que queremos transmitir, por tanto en un periodo de la señal de la red eléctrica es inapreciable, sin embargo, si se observa de que está compuesta la señal de 50 Hz (*figura 48*), se ve la onda modulada con un periodo de 10 μ S, o lo que es lo mismo una frecuencia de 100 KHz.

3.3. Receptor

En la *figura 49* se observa el circuito transmisor dividido en los bloques descritos en el capítulo anterior.

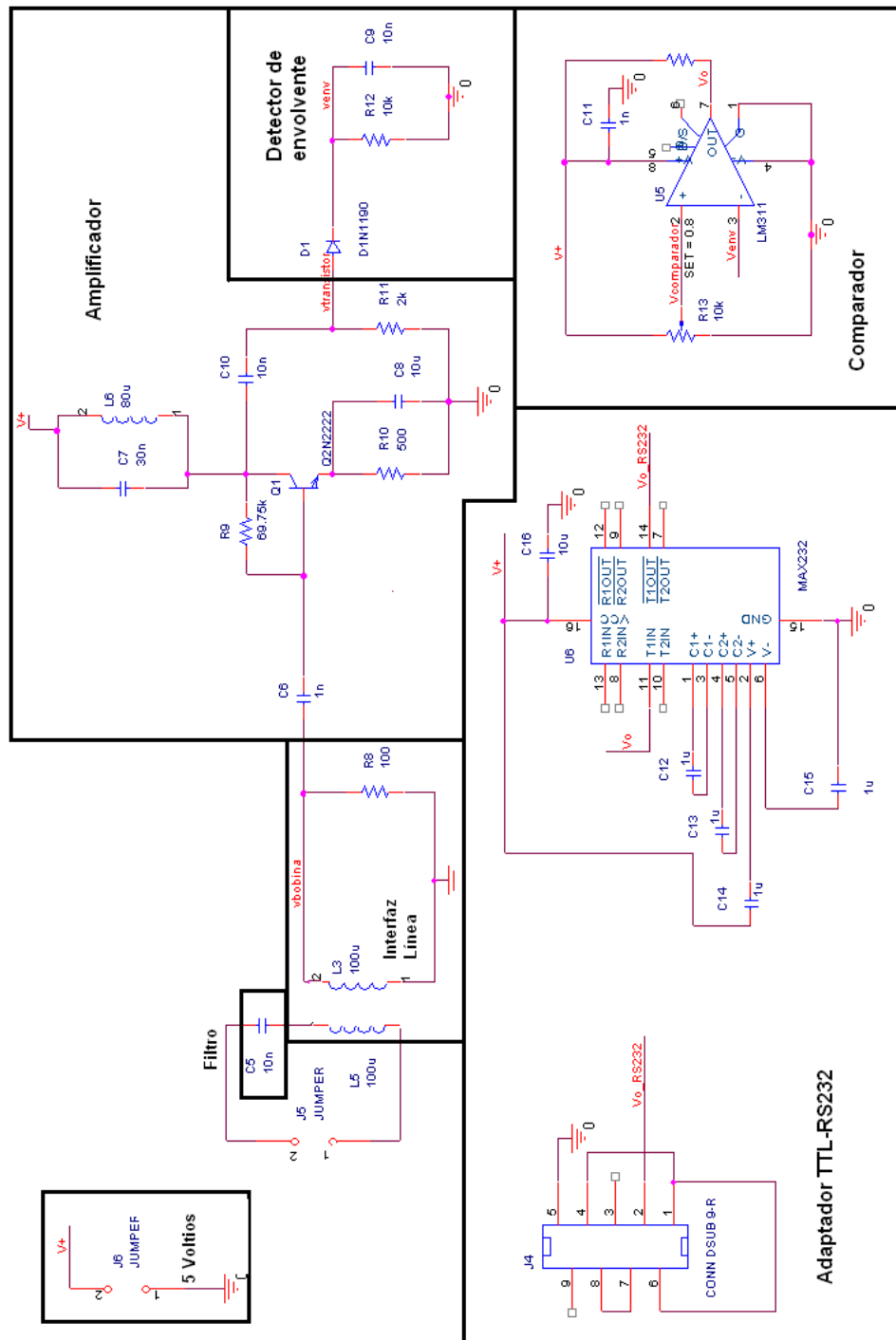


Figura 49. Esquema receptor.

3.3.1. Filtro

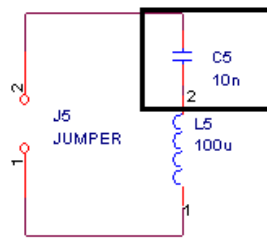


Figura 50. Filtro.

Se coloca un condensador de 10nF para filtrar la señal de la red eléctrica ya que la función

de un condensador es $C = \frac{1}{j\omega C}$, donde $\omega = 2 * \pi * f$ por tanto:

- Para 100 KHz $C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j * 2 * \pi * 100000 * 10 * 10^{-9}} = 159,15\Omega$
- Para 50 Hz $C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j * 2 * \pi * 50 * 10 * 10^{-9}} = 318,309K\Omega$

Se puede ver que la señal de 50 Hz se encuentra una resistencia mucho mayor que la señal de 100 KHz y por tanto se atenúa considerablemente respecto a la señal de 100 KHz.

3.3.2. Interfaz línea

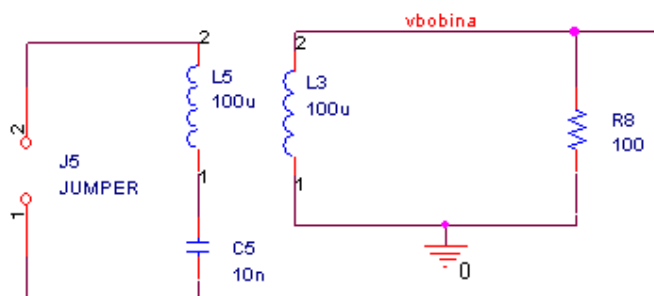


Figura 51. Interfaz línea.

Compuesto por un toroide de $100\ \mu\text{H}$ cada bobina y una relación 1:1, hace posible que la señal de $100\ \text{KHz}$ llegue al circuito además de ofrecer gran resistencia a la señal de $50\ \text{Hz}$ y no permitir su paso. En las *figuras 52 y 53* de muestra la forma de onda que llega del transmisor antes de pasar por el amplificador.

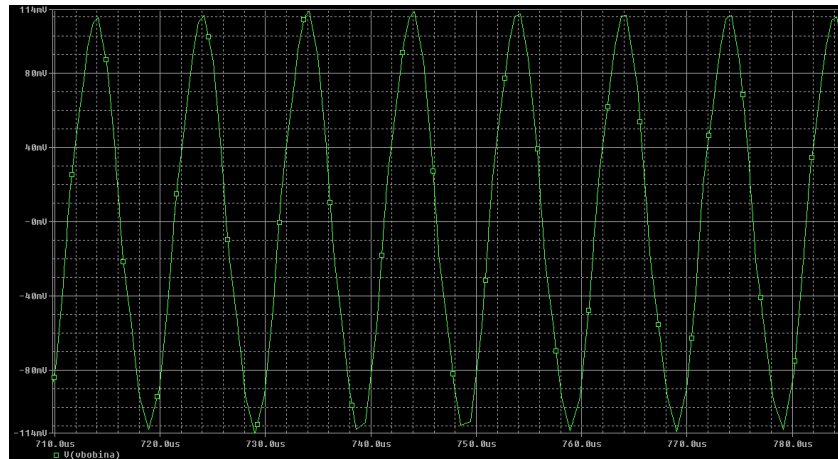


Figura 52. Simulación interfaz línea 1.

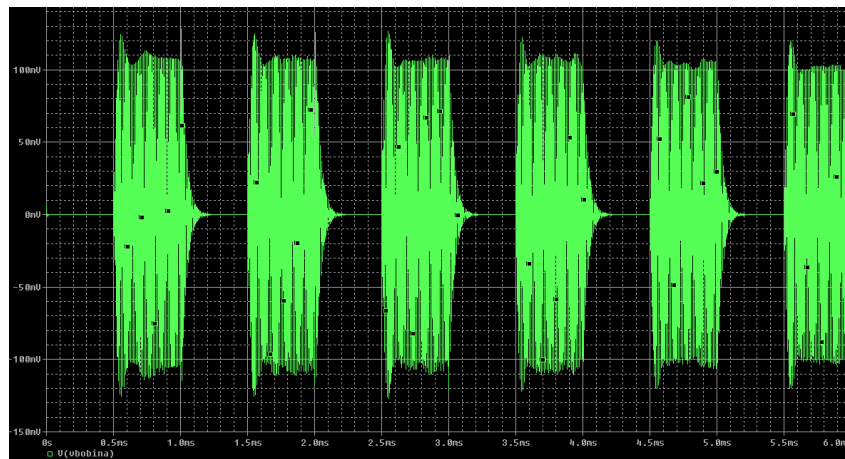


Figura 53. Simulación interfaz línea 2.

3.3.3. Amplificador

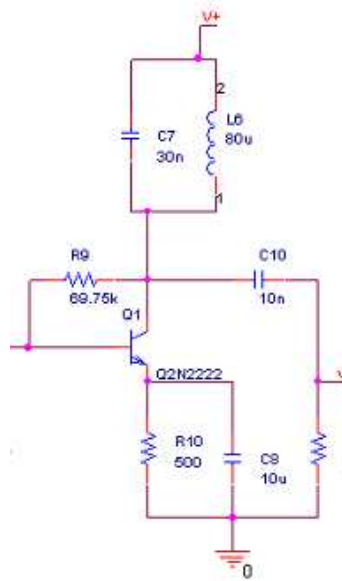


Figura 54. Esquema amplificador.

Amplificador de pequeña señal a frecuencias medias. Para que la configuración de este amplificador funcione es necesario polarizar el transistor a su zona activa como se vio en el capítulo 2. Se diseña el conjunto de resistencias que serán alimentadas por corriente continua desplazando el punto del transistor a través de su recta de carga. Usando los datos de la hoja de características se obtiene para que el amplificador trabaje en zona activa tiene que tener las siguientes características:

$$I_c = 10\text{mA} \quad V_{ce} = 10\text{V} \quad V_{be} = 0.6 \quad \beta = 75$$

En la figura 55 se representa el aspecto que tiene el circuito con corriente continua.

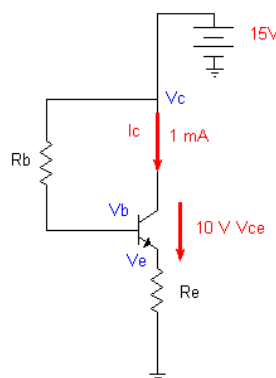


Figura 55. Amplificador con corriente continua.

Al tener fijadas las tensiones de V_{ce} e I_c por las características del funcionamiento del transistor se calcularán las resistencias para que el circuito cumpla las condiciones exigidas.

Existen dos ramas en este circuito, la rama que incluye el colector y el emisor que se usará para calcular R_e y la que incluye la base y el emisor con la que se calculará R_b .

Igualando la fuente de tensión con los voltajes de la rama colector-emisor:

$15V = V_{ce} + V_e$, ya que V_c es el mismo punto que la fuente de tensión. Sustituyendo por los datos sacados de las hojas de características se tiene que:

$$15V = 10V + V_e ; V_e = 5V$$

Las ecuaciones que rigen las intensidades de los transistores son:

$$I_c + I_b = I_e \quad I_b * \beta = I_c$$

Por tanto, conociendo I_c y β se deduce que:

$$I_e = I_c * (1 + \frac{1}{\beta}) \quad I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

Utilizando la ley de ohm:

$$R = \frac{V}{I} \quad R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{5V}{1mA * (1 + \frac{1}{75})} = 493\Omega$$

Para la rama de base-emisor, igualando las tensiones:

$$15V = V_b + V_{be} + V_e$$

Sustituyendo los valores por los sacados en las hojas de características y en los cálculos anteriores:

$$15V = V_b + 0.6V + 5V ; V_b = 9.4V$$

Aplicando la ley de ohm:

$$R = \frac{V}{I}; \quad R_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{9.4V}{\frac{1mA}{75}} = 70500\Omega$$

Por tanto, con una $R_e = 500\Omega$ y $R_b = 70500\Omega$ el amplificador estaría en zona de trabajo.

Para saber si con este diseño el amplificador sirve para el propósito que ha sido diseñado, es preciso comprobar su ganancia, analizando el circuito en pequeña señal, cuya apariencia es la de la *figura 55*:

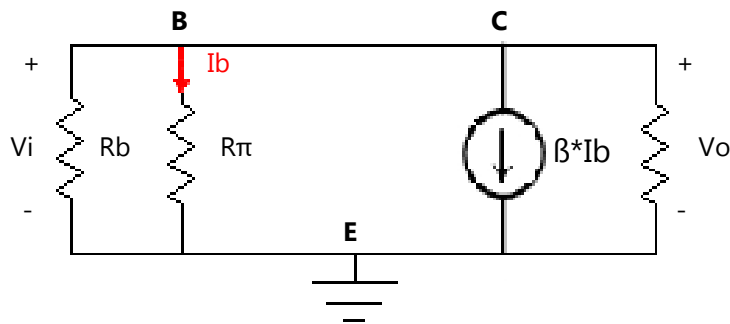


Figura 56. Amplificador pequeña señal.

Se tienen todos los datos del diseño anterior excepto R_{π} , que es la resistencia dinámica de base y emisor y se calcula mediante la ecuación:

$$R_{\pi} = \frac{25mV}{I_b} = 187\Omega$$

La ganancia del circuito amplificador es $H(s) = \frac{V_o}{V_i}$ donde :

$$V_i = (R_b // R_{\pi}) * I_b; \quad V_o = -R_c * \beta * I_b;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_c * \beta * I_b}{(R_b // R_{\pi}) * I_b} = -800 \frac{V}{V}$$

Además el amplificador cuenta en su colector con un circuito resonante a 100 KHz para asegurar que la onda que hay que amplificar tome la forma mas senoidal posible. Fijando el valor de la bobina a un valor comercial 80 uH, se obtiene el valor del condensador usando la misma fórmula que para la interfaz línea utilizada en el circuito transmisor.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; (2 * \pi * 150KHz)^2 = \frac{1}{80 * 10^{-6} * C}; C = 31.66nF$$

Con el circuito diseñado se realizan pruebas en simulación, *figura 57* y *figura 58*, para comprobar el funcionamiento del amplificador.

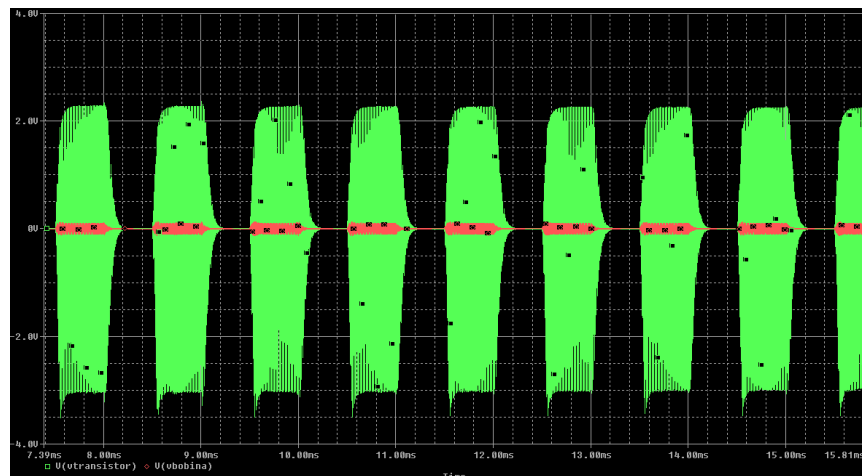


Figura 57. Simulación amplificador pequeña señal 1.

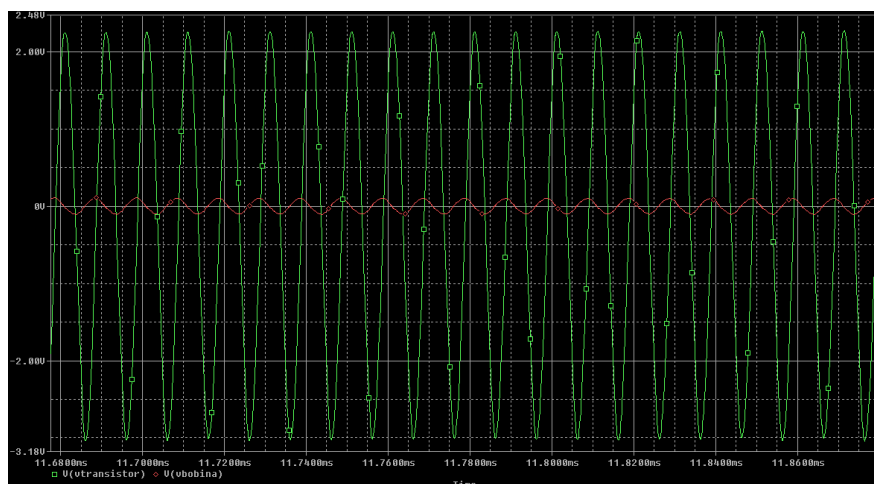


Figura 58. Simulación amplificador pequeña señal 2.

En las *figuras 57* y *58* la onda roja es la señal que entra al amplificador y la verde la amplificada. La señal sin amplificar tiene una amplitud de 166,67 milivoltios y la amplificada de 2.3 voltios. Al comprobar su ganancia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-2.3}{0.16667V} = -14 \frac{V}{V}$$

La amplificación es suficiente aunque dista mucho de los cálculos teóricos, debido a que en éstos se ha estimado que la resistencia R_c sería la resistencia que ofrece el circuito resonante es la resistencia de $2\text{ K}\Omega$ cuando el diodo se encuentra en directa que se sitúa a la salida del circuito amplificador. No obstante, el diseño del circuito cumple su función correctamente puesto que la amplificación es más que suficiente para poder tratar la señal en los bloques posteriores.

3.3.4. Detector de envolvente

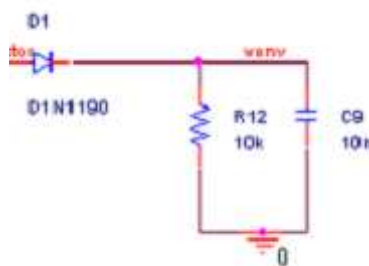


Figura 59. Esquema detector de envolvente.

El detector de envolvente se compone de un diodo, y una resistencia con un condensador en paralelo. El cálculo de los componentes se realiza para una frecuencia que se encuentre entre la frecuencia de la onda moduladora y la frecuencia de la señal portadora, es decir, entre 600 Hz y 100 KHz. Se eligen 10 KHz y se utiliza la constante de tiempo RC que es:

$$T = RC$$

Seleccionando un condensador de 10nF y se calcula la resistencia:

$$T = \frac{1}{f} = RC ; R = \frac{1}{f * C} ; R = 10\text{K}\Omega$$

Por lo que con un condensador de 10 nF y una resistencia de 10 K Ω suficiente para conseguir la forma de la onda como se muestra en las *figura 60 y 61*.

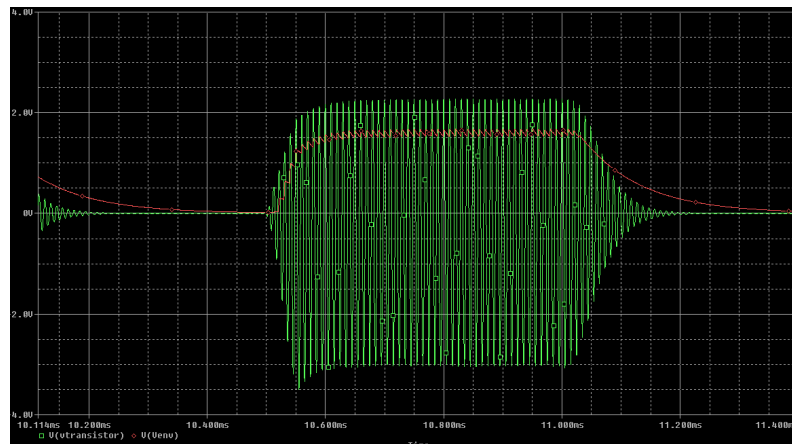


Figura 60. Simulación detector de envoltente 1.

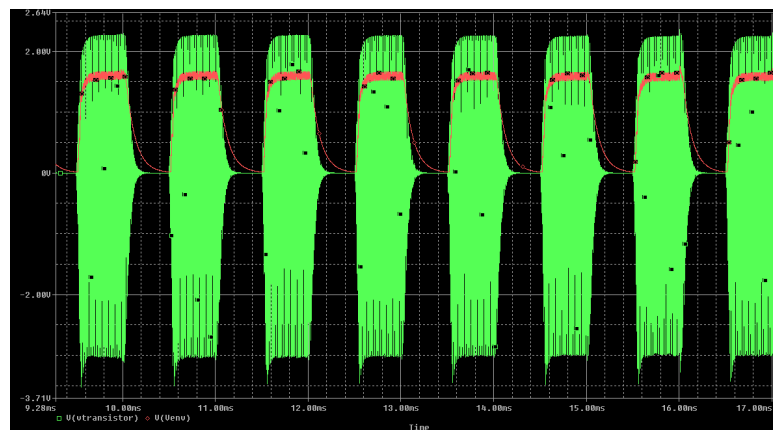


Figura 61. Simulación detector de envoltente 2.

La señal es la onda de salida del amplificador y la roja es la señal del detector de envoltente, suficiente para saber si el bit que se está transmitiendo es un '1' o un '0'.

3.3.5. Comparador

El circuito comparador tiene como elemento principal el circuito integrado LM311, como se aprecia en la *figura 62*.

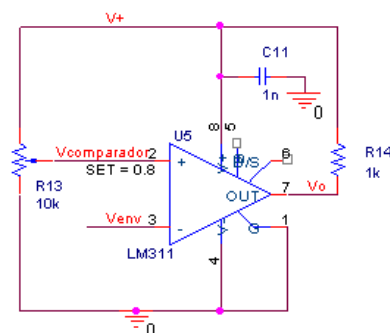


Figura 62. Comparador.

En el pin 3 se conecta la señal del detector de envolvente vista en el apartador anterior, y en el pin 2 una tensión continua que servirá para diferenciar cuando es un '1' o un '0'.

Para conseguir la señal de tensión continua, se coloca un potenciómetro conectado al pin 2, con lo que se podrá regular la tensión desde los 5 voltios hasta los 0 voltios. La tensión continua que se usará será la situada entre el valor mínimo del detector de envolvente cuando detecta un '1' y la máxima del detector de envolvente cuando detecta un '0', es decir, mayor que 0 voltios. El comparador se comporta como muestra la *figura 63*.

En el pin 3 se conecta la señal del detector de envolvente vista en el apartador anterior, y en el pin 2 una tensión continua que servirá para diferenciar cuando es un '1' o un '0'.

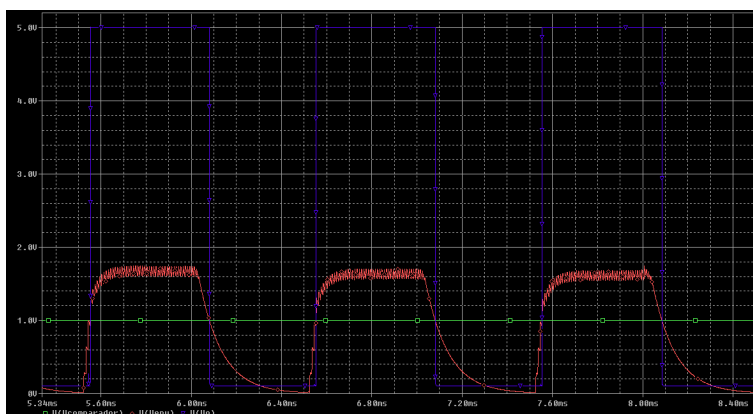


Figura 63. Simulación comparador.

La señal roja es el detector de envolvente y la verde la tensión continua. Por último, la señal azul es salida del comparador que se corresponde con el nivel alto del detector de envolvente. En el diseño físico se produce de forma inversa, cuando la señal del detector está en nivel alto la salida del comparador está en el nivel bajo, esto se debe a que la señal TTL es inversa respecto a la señal RS232, por tanto, en vez de usar un negador se invierte la salida del comparador, pero se coloca de esta manera para probar en simulación.

Por último se muestran dos imágenes (*figura 64* y *figura 65*) de simulaciones de la transmisión completa, con la entrada de datos y la salida del comparador, ya que no se simulan los integrados MAX232.

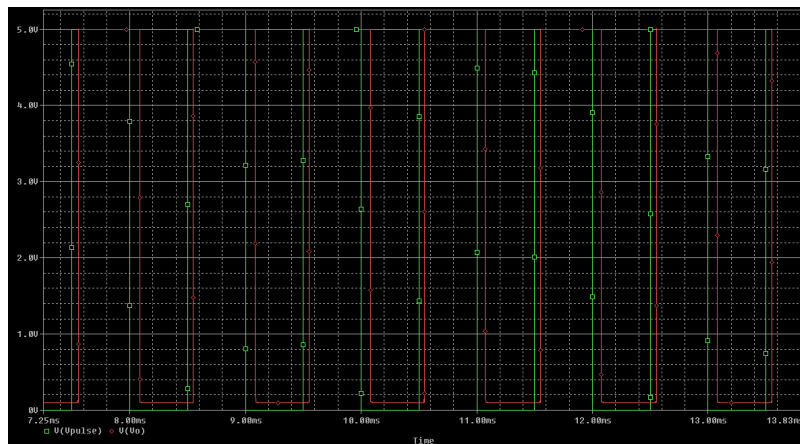


Figura 64. Simulación transmisión 1.

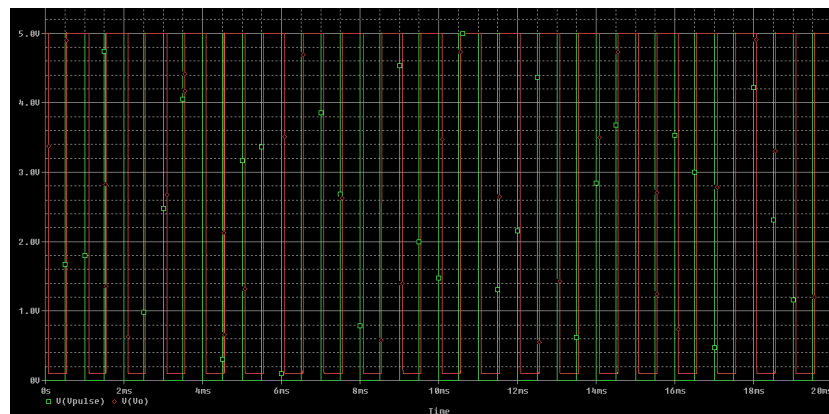


Figura 65. Simulación transmisión 1.

3.3.6. Adaptador TTL-RS232

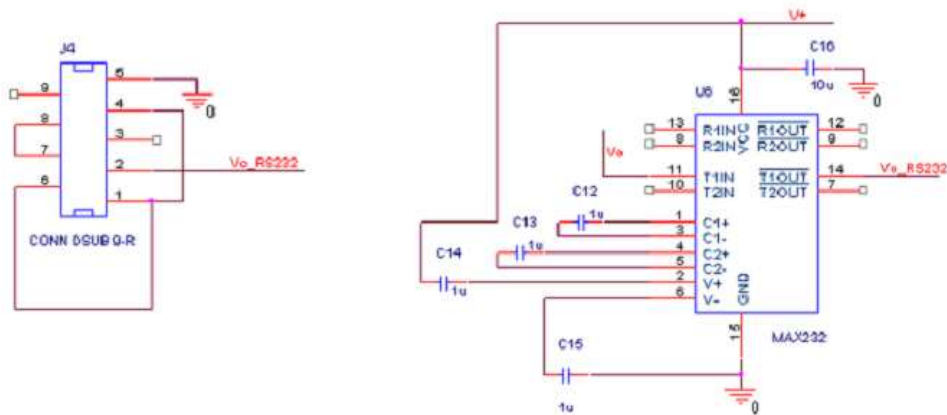


Figura 66. Esquema adaptador TTL-RS232.

De la misma manera que en el circuito transmisor, es necesario el circuito integrado MAX323 que transforma la onda TTL en una onda con valores RS-232 y la comunicación con la centralita se hará mediante un cable RS-232 conectado en null-modem explicado anteriormente.

4. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

4. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

En este capítulo se describe el proceso de diseño, creación y montaje del circuito impreso así como las pruebas y medidas realizadas en el laboratorio.

4.1. Introducción

El circuito diseñado se montará físicamente en una placa de circuito impreso. Denominado PCB por su nombre en inglés (Printed Circuit Board), son soportes para circuitos electrónicos compuestos de diferentes capas aislantes sobre la que se colocan tiras de material conductor llamadas pistas que servirán para conectar los componentes entre sí.

Existen distintos tipos de circuitos impresos como los multicapa o los de taladrado metálico que comunican ambas caras. Estos circuitos impresos son más complejos y costosos que el tipo de circuito necesario para el transmisor y el receptor, que, al ser diseños sencillos, se construirán en una palca monocapa.

Las placas de simple cara o monocapa tienen dos caras. La cara superior se denomina capa de componentes donde se sitúan los elementos que componen el circuito y los conectores entrada-salida. La cara inferior se denomina cara de pistas donde se encuentran las pistas que forman las conexiones.

La colocación de componentes en el circuito impreso depende del tipo de componente, se dividen en dos clases:

- Surface Mounted Deviced (SMD). Elementos situados en una capa, a la que pertenecen. Su montaje se realiza sin taladros. *Figura 67.*

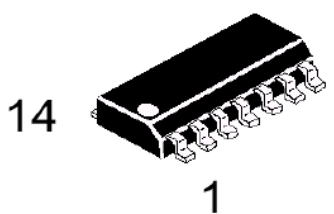


Figura 67. SMD.

- Trough-Hole Devided (THD). Elementos accesibles a todas las capas del circuito. Su montaje se realiza con taladros. *Figura 68.*

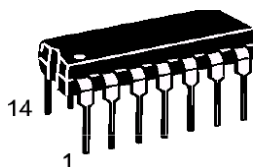


Figura 68. THD.

Una vez diseñada y construida la placa, se taladran los agujeros en caso necesario y se procede a su soldadura mediante estaño.

4.2. Construcción

Para crear el diseño de los circuitos se utilizará la herramienta OrCAD Layout junto con OrCAD capture.

El esquemático general utilizado para las simulaciones sirve para localizar cada footprint o huella (*figura 68*), es decir, la forma comercial asociada al elemento, que contiene la forma real de cada componente, el tamaño del taladro y el área necesario para la soldadura, el nombre y referencia del componente y número de cada pin. En algunos caso no tiene ninguna huella asociada por defecto al elemento y es necesario introducir su huella o una que se ajuste a sus dimensiones reales. Además se generará un listado de conexiones que asociará las huellas de cada componente a las conexiones en el circuito y generará un archivo con la información.

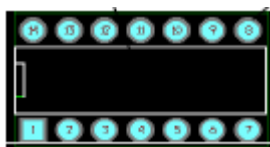


Figura 69. Huella componente.

El archivo mencionado es procesado por el Layout, generando para su colocación los componentes con su aspecto comercial y conexonado. Se crea una placa del tamaño deseado y se procede a la colocación de componentes. También se define el tamaño de las pistas, siendo mas grandes las pistas que lleven alimentación puesto que por ellas circula mas corriente, el tamaño de los pads, es decir, el tamaño del cobre donde se soldarán los componentes y el tamaño de los taladros.

Además es necesario seguir para su diseño un conjunto de recomendaciones como evitar los ángulos rectos, que el plano de masa llegue a todas las zonas de las capas bottom, que no se crucen conexiones o si se usan taladros pasantes utilizarlos como conexión entre capas para ahorrar pistas.

En ambas placas se ha diseñado un plano de masa en la capa bottom, es decir, recubrimiento de cobre para evitar crear las pistas de tierra de los componentes puesto que es muy complicado diseñar el circuito con pistas que vayan a masa puesto que son las mas numerosas y casi todos los componentes tienen una.

Por ultimo se generan los fotolitos que se utilizarán para la construcción final del placa por el técnico de laboratorio.

A continuación se muestran tanto el diseño final en OrCAD Layout del circuito impreso del transmisor (Figura 70) y sus fotolitos (Figura 71).

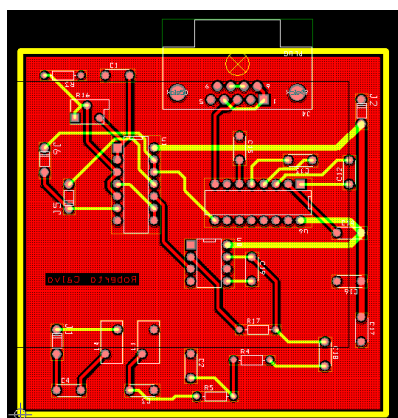


Figura 70. Layout transmisor

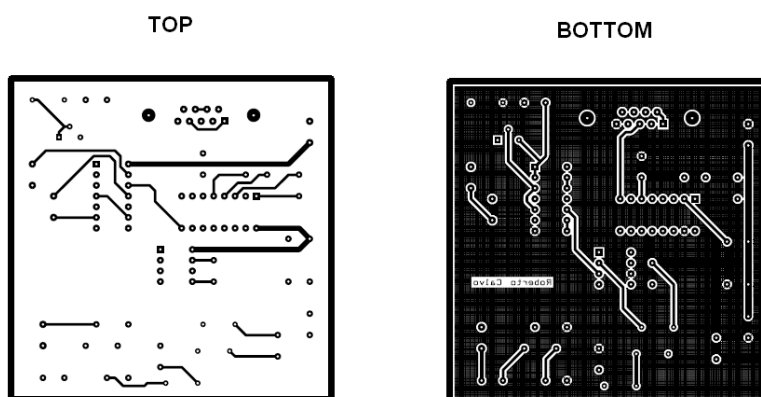


Figura 71. Fotolitos transmisor.

De igual forma se muestran el diseño final en OrCad Layout del circuito impreso del circuito receptor (*Figura 72*) y sus fotolitos (*Figura 73*).

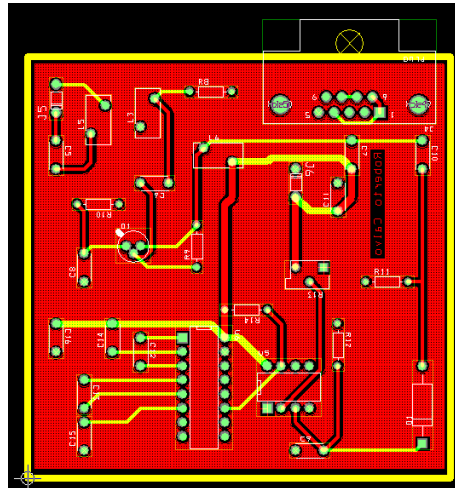


Figura 72. Layout receptor.

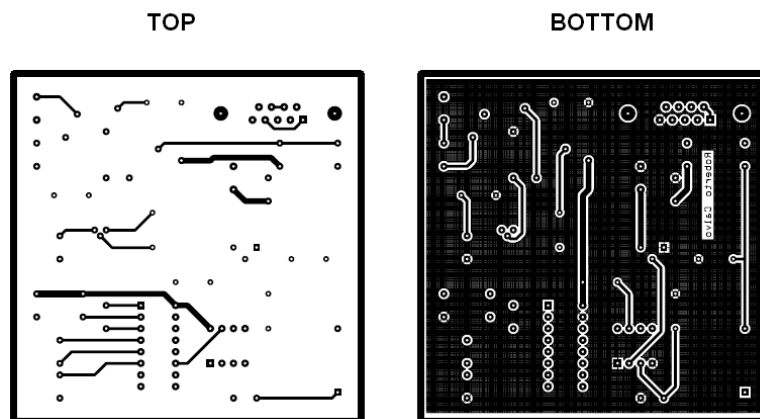


Figura 73. Fotolitos receptor.

Una vez se construido el circuito impreso, se procede al taladro y soldadura de los componentes, obteniendo como resultado final el transmisor mostrado en la *figura 74* y el receptor mostrado en la *figura 75*.

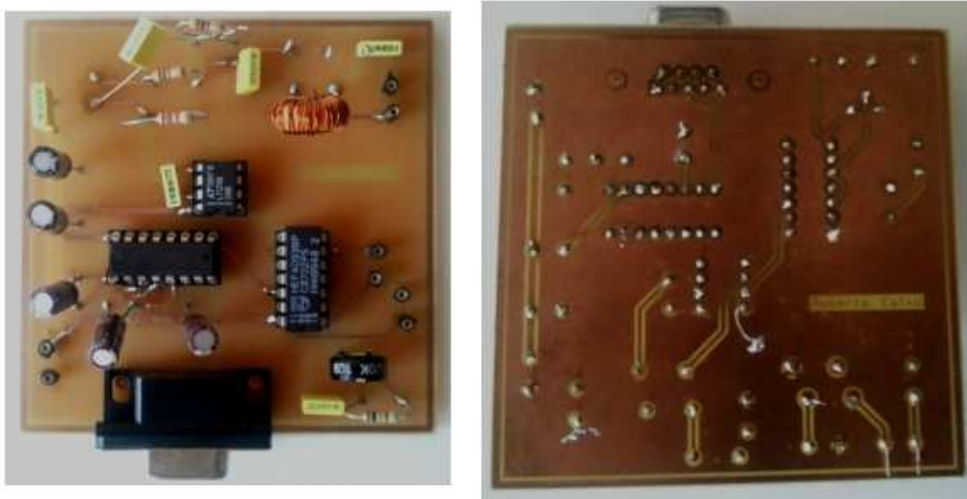


Figura 74. PCB transmisor



Figura 75. PCB receptor.

4.3. Pruebas físicas

Para realizar las pruebas físicas se ha utilizado una fuente de tensión para alimentar con 5 voltios ambas placas y se han conectado entre sí transmisor con el receptor mediante cables simulando la conexión por la red eléctrica. Los datos que se quieren transmitir se consiguen con un generador de funciones enviando una onda cuadrada con valores entre +8 voltios y -8 voltios y se ha utilizado un osciloscopio para la medición de las ondas en diferentes puntos del transmisor y del receptor. Las imágenes se han tomado directamente del osciloscopio con una cámara.

4.3.1. Medidas transmisor

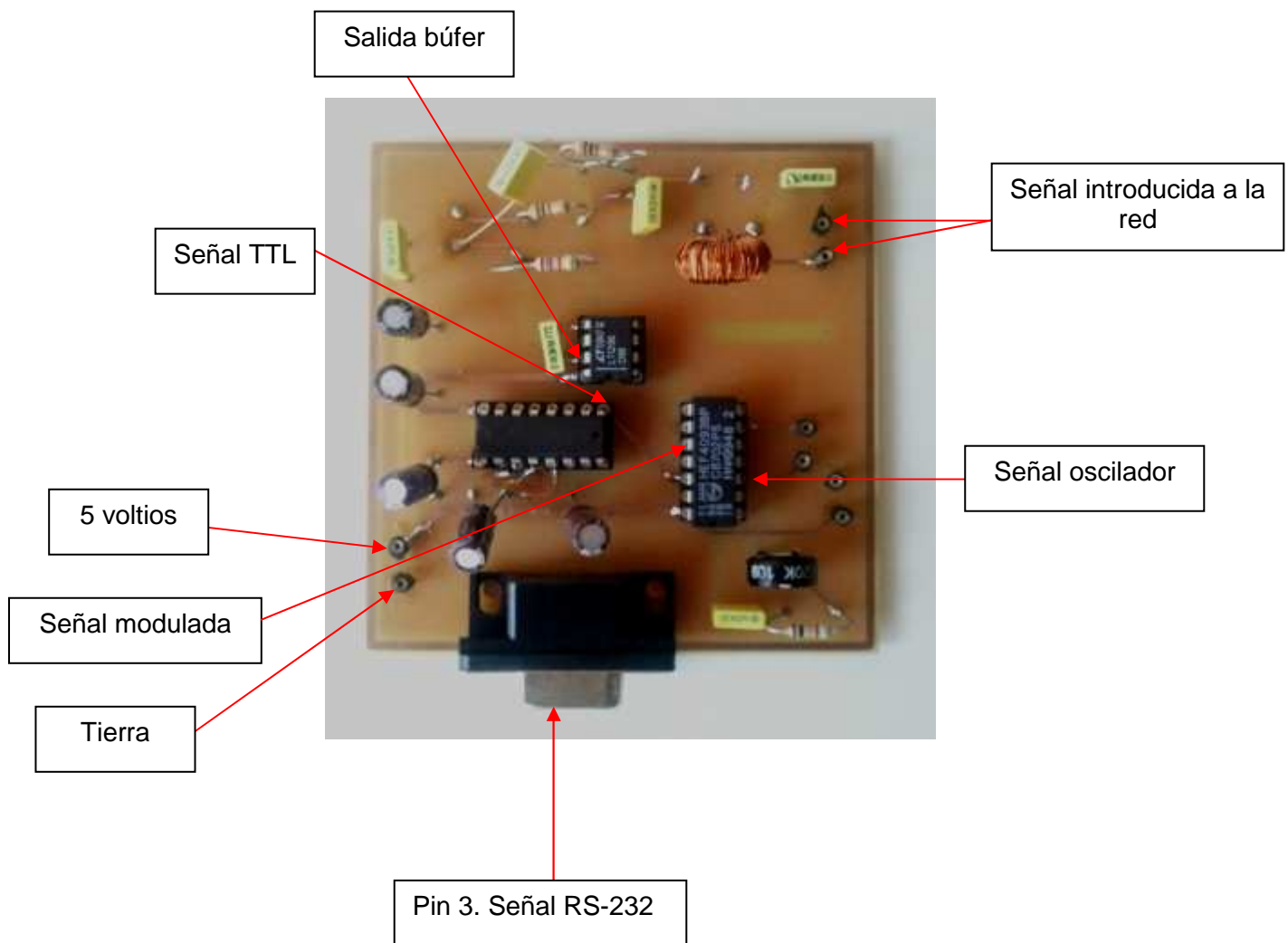


Figura 76. Medidas transmisor.

En primer lugar se comprueba el funcionamiento del integrado MAX232. En la *figura 77* el canal 2 tiene la señal de la comunicación RS-232 y en el canal uno la salida del integrado. Ambos canales tienen 5 V/div y una base de tiempos de 10 ms/div.

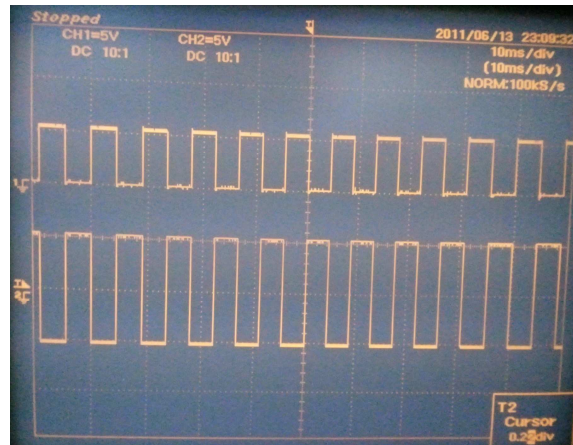


Figura 77. Señal RS232-TTL.

En la *figura 78* se muestra el funcionamiento del oscilador. La señal se encuentra en el canal 1 con 5 V/div y una base de tiempos de 10 μ s/div.

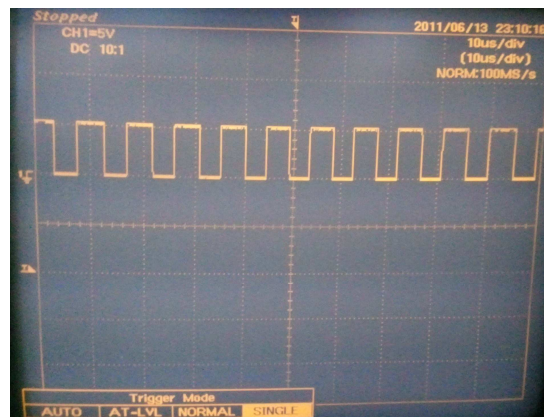


Figura 77. Señal oscilador.

En la *figura 79* se muestran dos señales. La señal del canal 2 se corresponde con los datos de salida del integrado MAX232 y la señal del canal 1 con la salida del modulador. Ambos canales tienen 5 V/div y una base de tiempos de 10 ms/div.

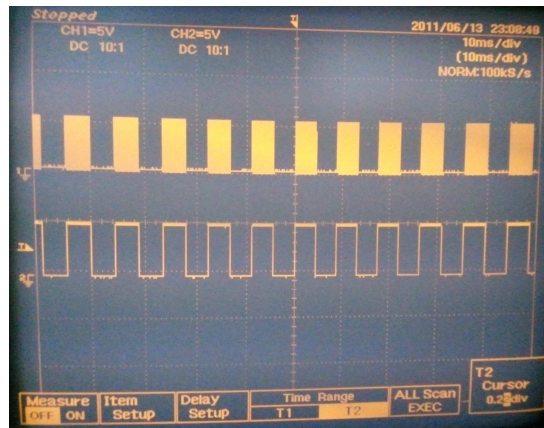
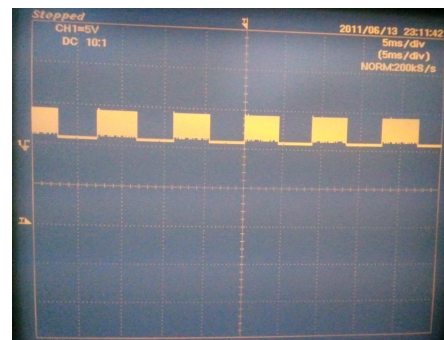
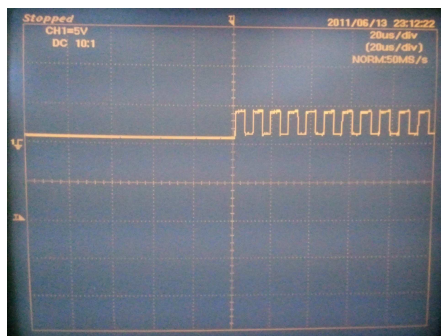
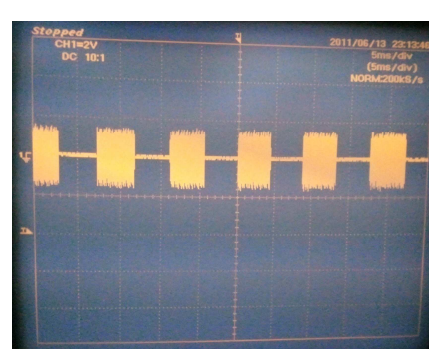
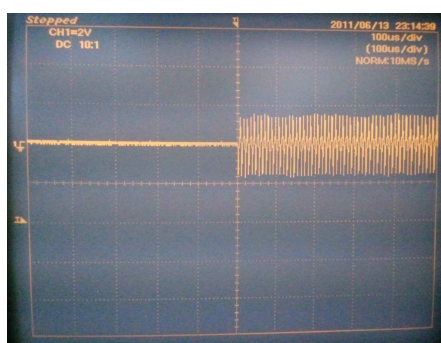


Figura 79. Señal modulada.

Las próximas figuras se corresponden con la salida del búfer y la señal que se transmite a la red.

Figura 80. Señal salida búfer. 5 V/div ambas imágenes y 20 μ s/div y 5ms/div respectivamenteFigura 81. Señal transmitida a la red. 2 V/div ambas imágenes y 100 μ s/div y 5ms/div respectivamente.

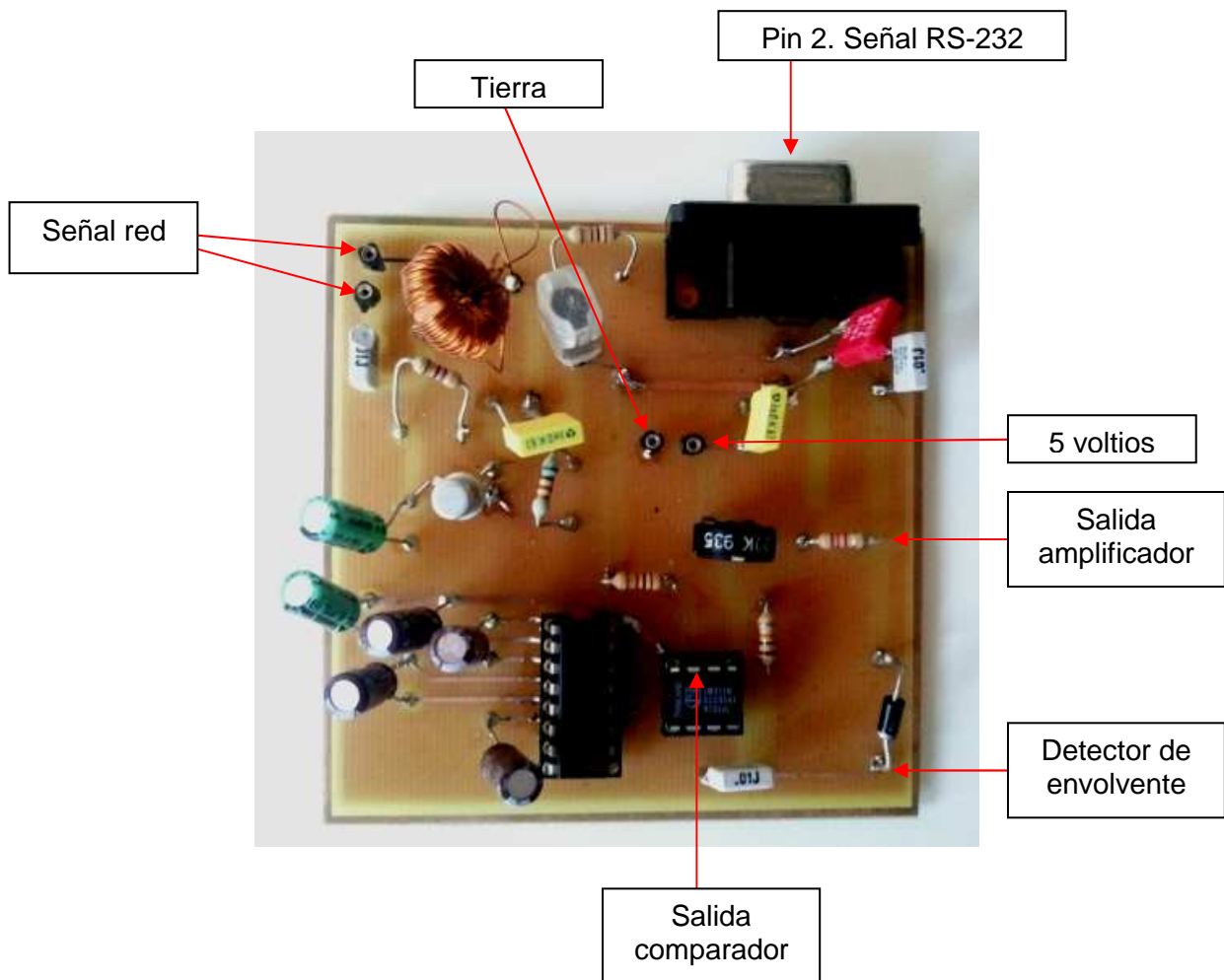
4.3.2. Medidas receptor

Figura 82. Medidas receptor.

La primera medida realizada en el receptor es la amplificación de la señal de la red. En el canal 1 se encuentra la señal a la salida del amplificador y en el canal 2 la señal proveniente de la red eléctrica. En ambas medidas la escala es de 2 V/div y la base de tiempos de 2 ms/div y 20 μ s/div respectivamente.

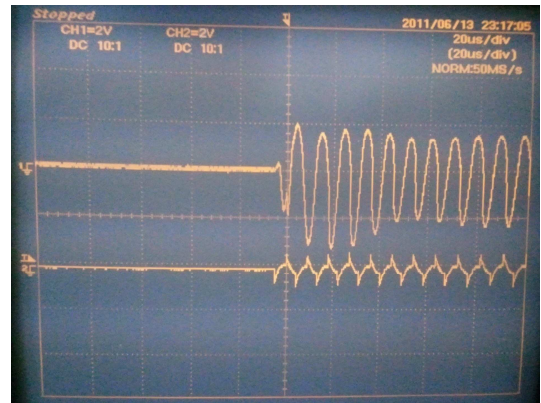
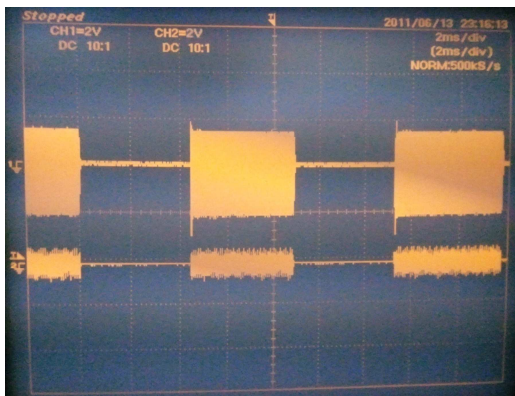


Figura 83. Medidas amplificador.

Posteriormente se muestra el funcionamiento del detector de envolvente en la figura 84. La escala de las dos gráficas es de 2V/div y la base de tiempos de 20 μ s/div para la primera gráfica y de 5 ms/div la segunda. En el canal 1 se encuentra la señal amplificada y en el canal 2 el detector de envolvente.

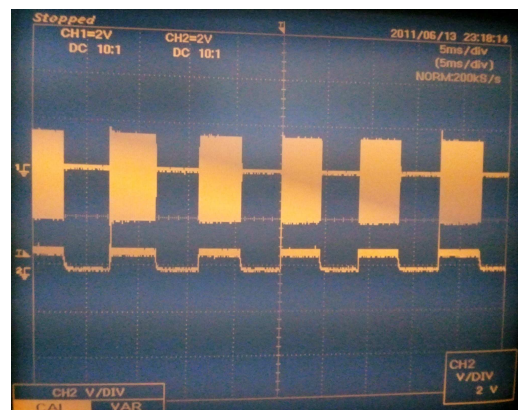
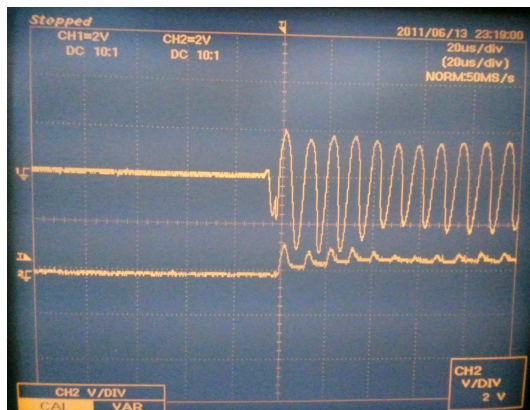


Figura 84. Medidas detector de envolvente.

En la *figura 85* se observa la salida del comparador en el canal 1 junto con la salida del detector de envolvente en el canal 2. La escala es de 2 V/div y una base de tiempos de 2 ms/div.

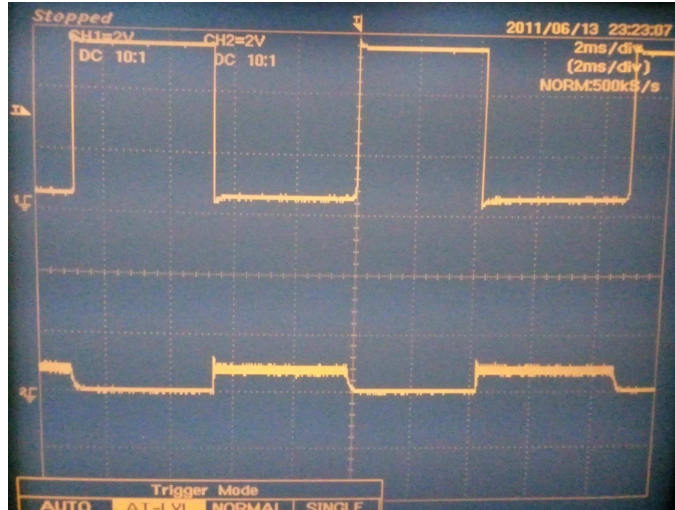


Figura 85. Medidas comparador.

Para finalizar las medidas del receptor se comprueba el funcionamiento del MAX232 en la *figura 86*. En el canal 1 se tiene la salida del comparador y en el canal 2 el conexión RS-232. La escala es de 5 V/div y la base de tiempos es de 2 ms/div.

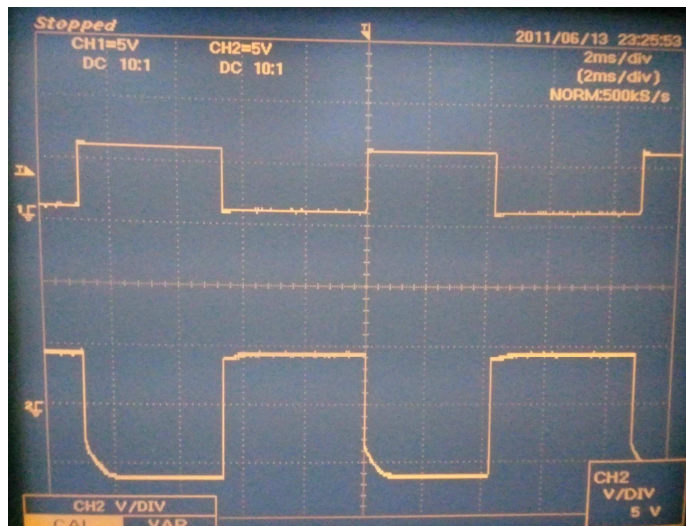


Figura 86. Medidas TTL-RS232.

4.3.3. Medidas comunicación

En la *figura 87* se muestra la manera de obtener las medidas de la comunicación completa, así como el funcionamiento en el osciloscopio.

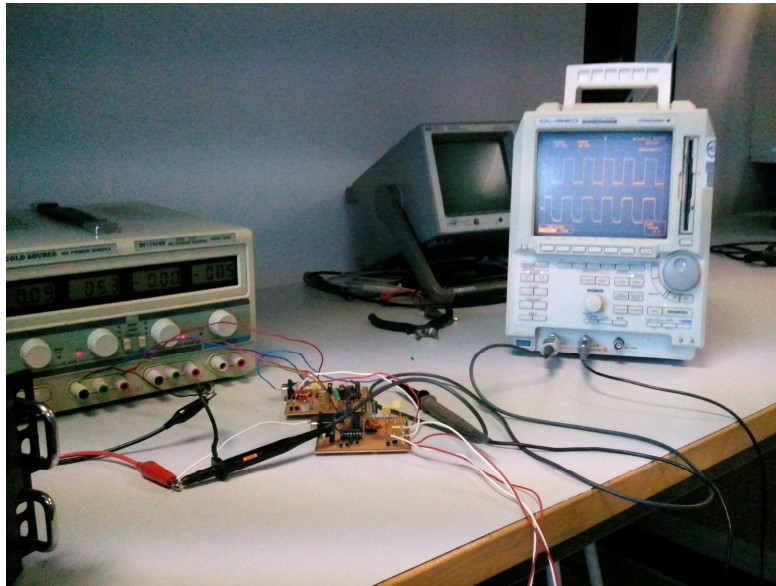


Figura 87. Toma de medidas 1.

En la *figura 88* se observa con mayor detalle la introducción de datos a través del generador de funciones y la medida del osciloscopio en el circuito receptor.

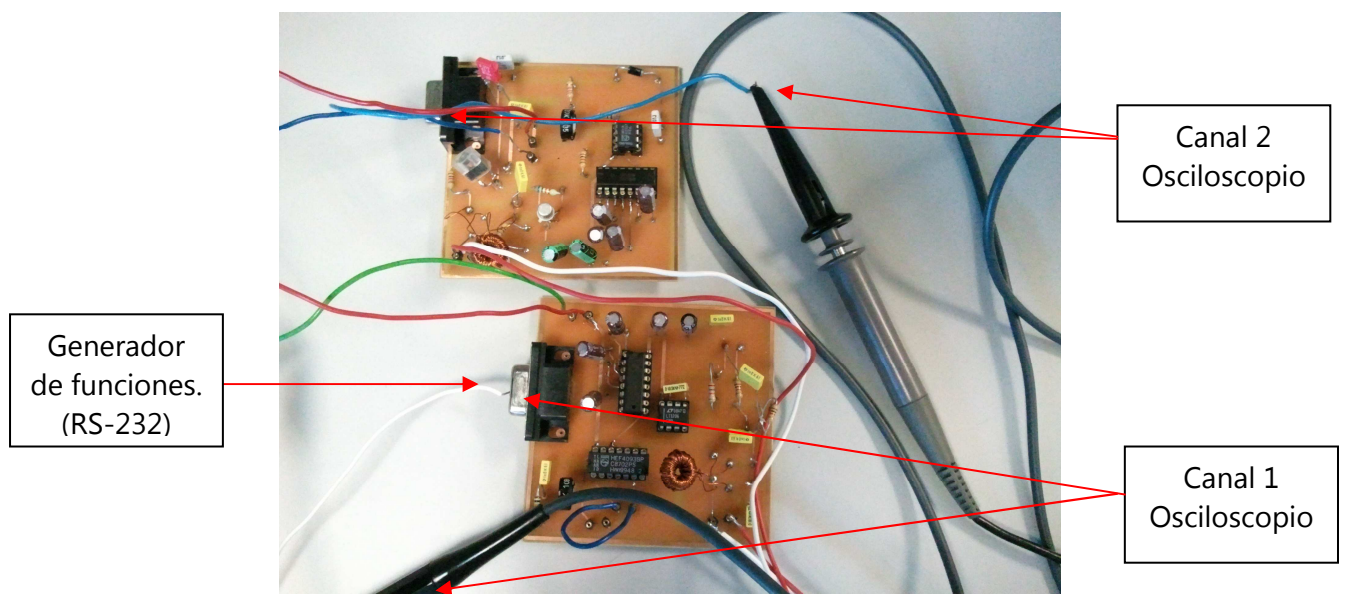


Figura 88. Toma de medidas 2.

Por último en la *figura 89* se muestra las medidas tomadas del osciloscopio de la comunicación completa. En el canal 1 se encuentra la señal del generador de funciones, es decir, los datos que se quieren transmitir y en el canal 2 los datos recogidos en el receptor. En las dos imágenes la escala es de 5 V/div y la base de tiempos de 2 ms/div la primera imagen y de 10 ms/div la segunda.

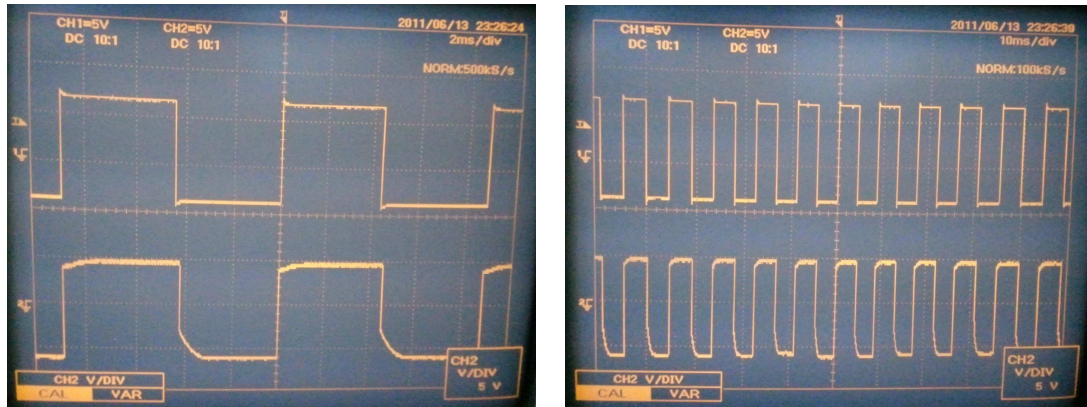


Figura 89. Comunicación transmisor-receptor.

5.Presupuesto

5. Presupuesto

| <u>Código</u> | <u>Unidad</u> | <u>Descripción</u> | <u>Cantidad</u> | <u>Precio Unidad</u> | <u>Importe</u> |
|---------------|---------------|-----------------------------|-----------------|--------------------------|----------------|
| 01 | | Coste material | | | |
| 01.01 | ud | Resistencia 100 Ω | 1 | 0,03 € | 0.03 € |
| 01.02 | ud | Resistencia 470 Ω | 1 | 0,03 € | 0.03 € |
| 01.03 | ud | Resistencia 1 K Ω | 4 | 0,03 € | 0.12 € |
| 01.04 | ud | Resistencia 2,2 K Ω | 1 | 0,03 € | 0.03 € |
| 01.05 | ud | Resistencia 10 K Ω | 2 | 0,03 € | 0,06 € |
| 01.06 | ud | Resistencia 68 K Ω | 1 | 0,03 € | 0,03 € |
| 01.07 | ud | Potenciómetro 10 K Ω | 1 | 0,03 € | 0,03 € |
| 01.08 | ud | Potenciómetro 20 K Ω | 1 | 0,03 € | 0,03 € |
| 01.09 | ud | Condensador 1 μ F | 9 | 0,42 € | 3,78 € |
| 01.10 | ud | Condensador 10 μ F | 3 | 0,42 € | 1,26 € |
| 01.11 | ud | Condensador 1 nF | 6 | 0,21 € | 1,26 € |
| 01.12 | ud | Condensador 10 nF | 4 | 0,21 € | 0,84 € |
| 01.13 | ud | Condensador 15 nF | 1 | 0,21 € | 0,21 € |
| 01.14 | ud | Condensador 30 nF | 1 | 0,21 € | 0,21 € |
| 01.15 | ud | Transistor 2N2222 | 1 | 0,67€ | 0,67€ |
| 01.16 | ud | Transformador 100 μ H | 2 | 2,03 € | 4,06 € |
| 01.17 | ud | Diodo 1N4002 | 1 | 0,54 € | 0,54 € |
| 01.18 | ud | Jumper | 8 | 0,05 € | 0,4 € |
| 01.19 | ud | Integrado LM311 | 1 | 1,17 € | 1,17 € |
| 01.20 | ud | Integrado LT1206 | 1 | 8,07 € | 8,07 € |

| | | | | | |
|-------|----|----------------------------|---|--------|--------|
| 01.21 | ud | Integrado CD4093 | 1 | 1 € | 1 € |
| 01.22 | ud | Integrado MAX232 | 2 | 3,22 € | 6,44 € |
| 01.23 | ud | Conector RS232 Hembra DB-9 | 2 | 2,43 € | 4,86 € |
| 01.24 | ud | Zócalo 8 pines | 2 | 0,20 € | 0,40 € |
| 01.25 | ud | Zócalo 14 pines | 1 | 0,25 € | 0,25 € |
| 01.26 | ud | Zócalo 16 pines | 2 | 0,30 € | 0,60 € |
| 01.27 | ud | Circuito Impreso | 2 | 25 € | 50 € |

Total coste material**86,38 €****02****Coste personal**

| | | | | | |
|-------|---|--|-----|-------------|--------|
| 02.01 | h | Diseño de circuitos funcional y físico | 160 | 13 € / hora | 2080 € |
| 02.02 | h | Creación circuito impreso | 5 | 8 € / hora | 40 € |
| 02.03 | h | Taladrado y soldadura | 3 | 8 € / hora | 24 € |
| 02.04 | h | Pruebas de funcionamiento | 5 | 8 € / hora | 40 € |

Total coste personal**2184 €****Presupuesto total**

| | | |
|----|----------------|---------|
| 01 | Coste material | 86,38 € |
| 02 | Coste personal | 2184 € |

Presupuesto total**2270,68 €**

6. Conclusión y mejoras

6. Conclusión

La mayor parte de este proyecto ocupa electrónica analógica, por tanto las conclusiones mas interesantes se extraen de ella, como evitar el excesivo uso de integrados comerciales que realicen funciones de algunos bloques del proyecto, como puede ser el oscilador. Además, de esta forma se saca mayor partido a todos los componentes de las placas, utilizando las puertas nand que se no han usado para el oscilador como puertas not, se consigue aprovechar completamente el circuito integrado CD4093. Se ha trabajado con un amplificador de pequeña señal y diseñado un circuito demodulador. Tanto los componentes del transmisor como del receptor tienen un precio asequible, ya que el precio de los componentes total es de 86,38 euros, siendo 50 euros el precio de ambas PCB's.

Otra parte fundamental del proyecto ha sido la comunicación RS-232, dónde se ha visto la comunicación entre dos equipos sin la necesidad del uso de un módem para la comunicación entre equipos a parte de la conversión se una señal RS-232 en una señal TTL.

A la vista de los datos experimentas obtenidos, se puede considerar que han sido alcanzados los objetivos iniciales del proyecto, ya que los datos introducidos son transmitidos eficazmente hasta el receptor.

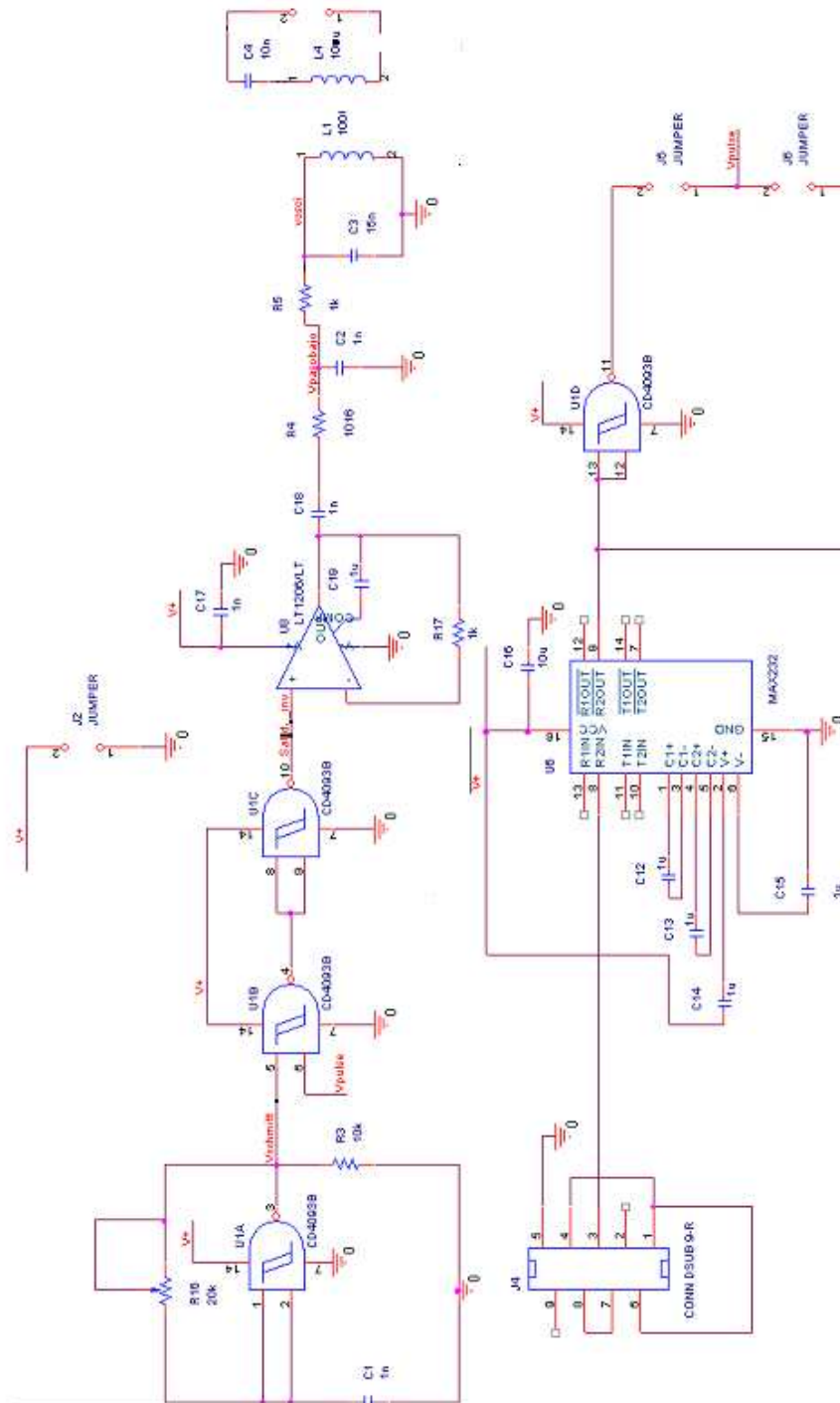
Como mejoras analógicas se podría mejorar la recepción de datos ya que, como se ve en la *figura 82* no se tiene una caída vertical de la tensión.

Como mejoras digitales, el proyecto se podría ampliar programando en lenguaje C el microcontrolador para que, con los datos que lleguen del panel solar, transmita el rendimiento al que trabaja el panel solar, máximo y mínimo histórico tanto de voltaje como de intensidad y máximo y mínimo diario, para poder observar el funcionamiento del panel a lo largo del año.

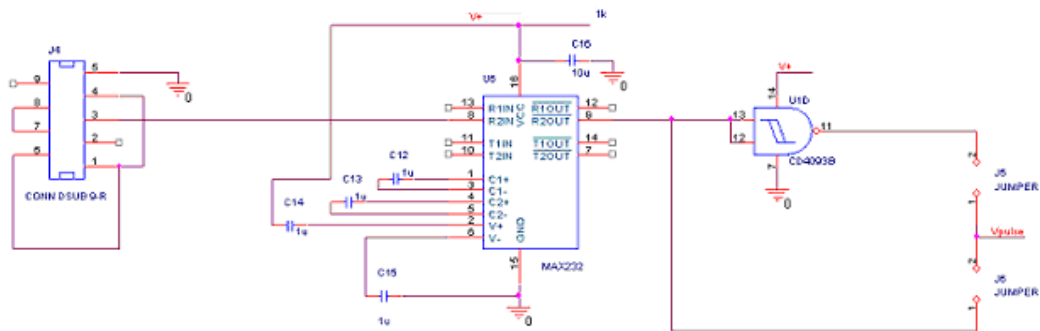
7. Anexos

7.1. Esquemas

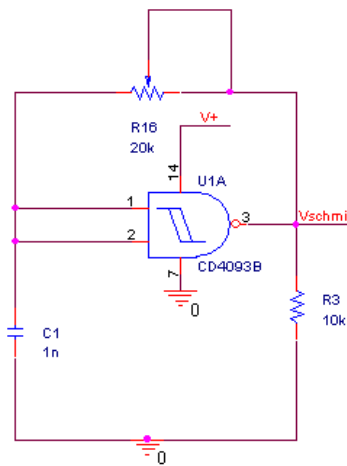
7.1.1. Esquemático transmisor



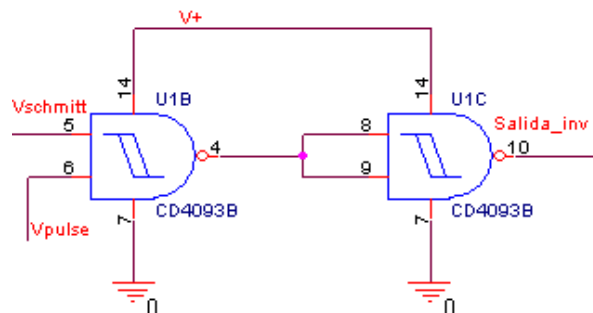
7.1.2. Adaptador RS232-TTL

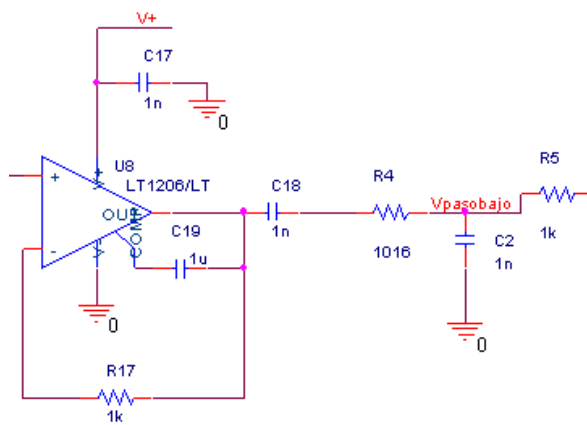
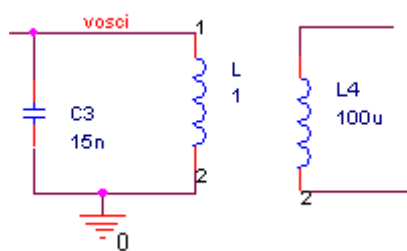
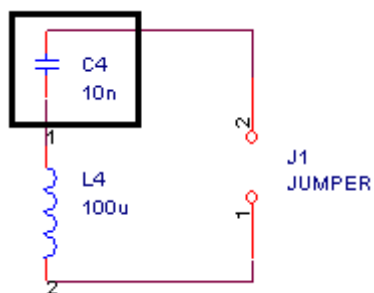


7.1.3. Oscilador

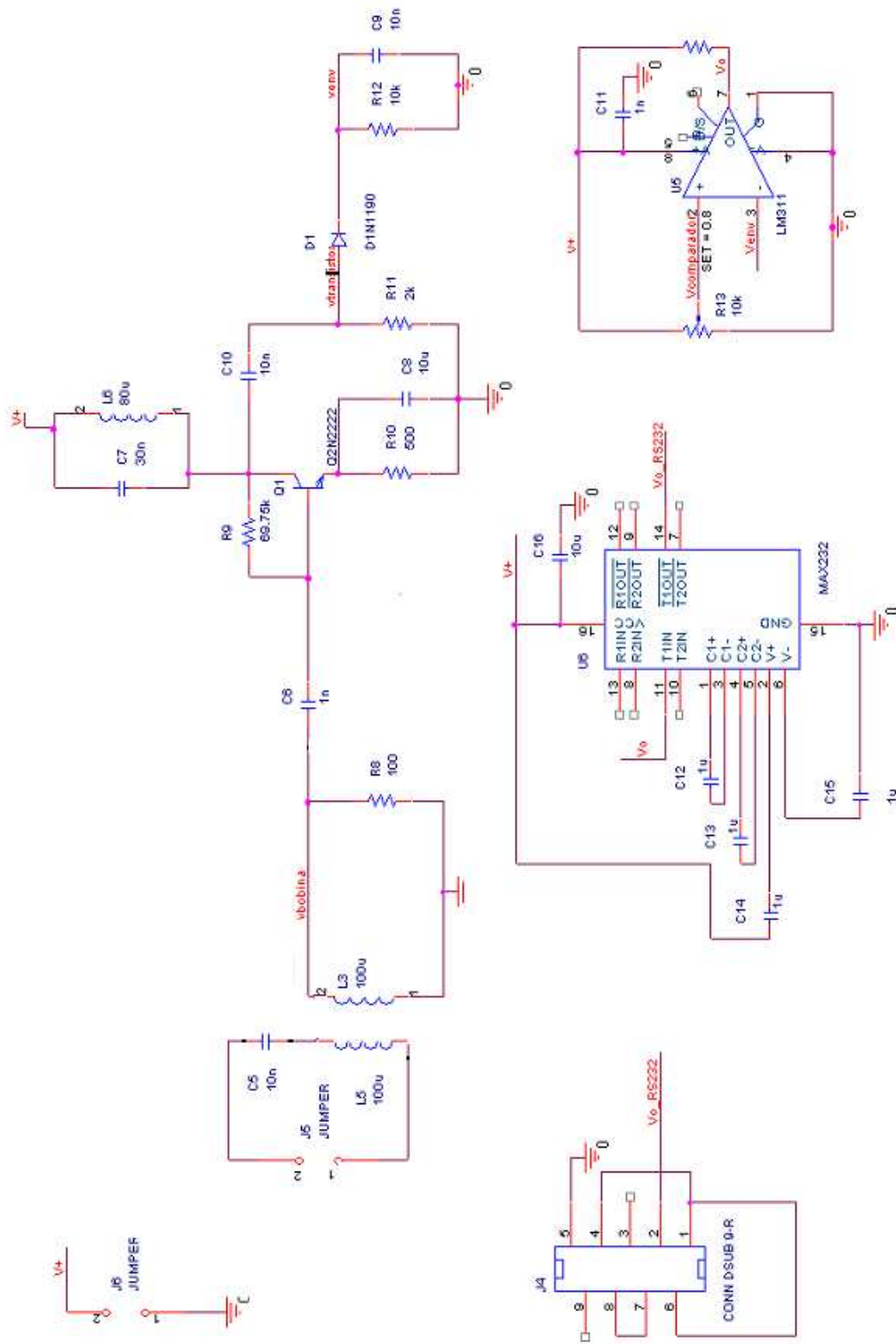


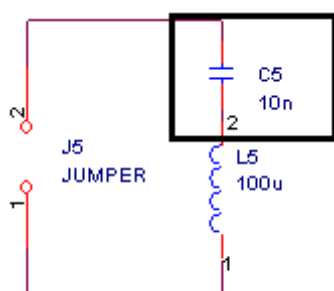
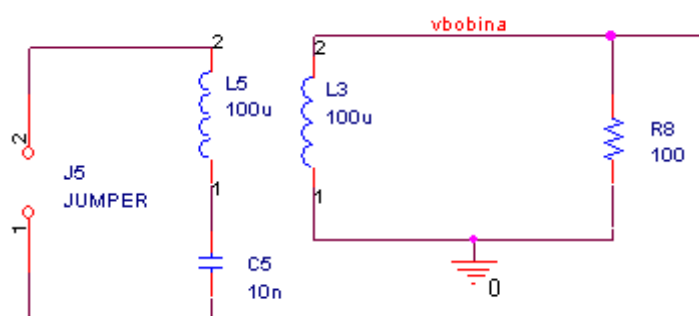
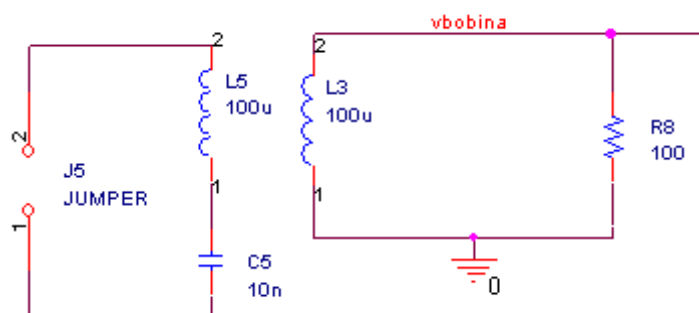
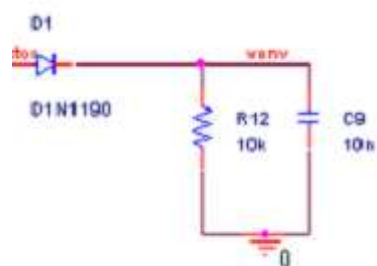
7.1.4. Modulador



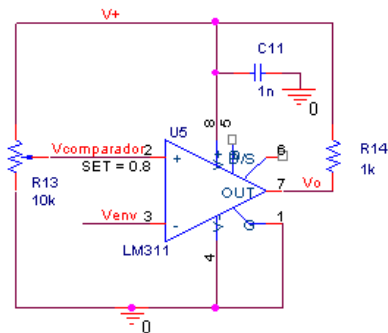
7.1.5. Tx7.1.6. Interfaz línea7.1.7. Filtro

7.1.8. Esquemático receptor

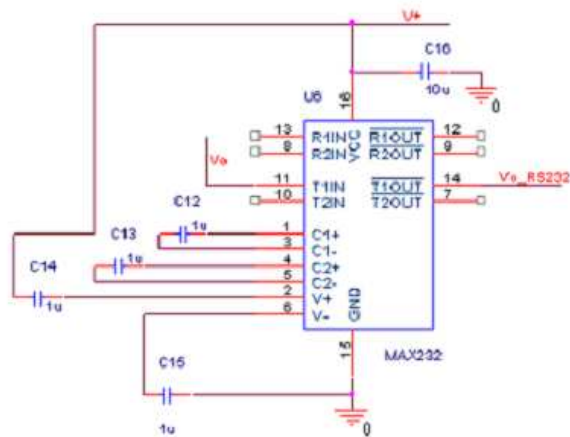
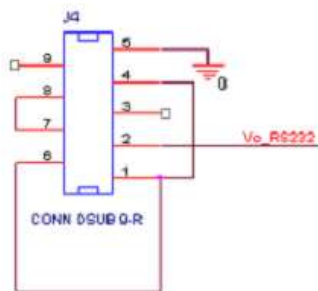


7.1.9. Filtro7.1.10. Interfaz línea7.1.11. Amplificador7.1.12. Detector de envolvente

7.1.13. Comparador

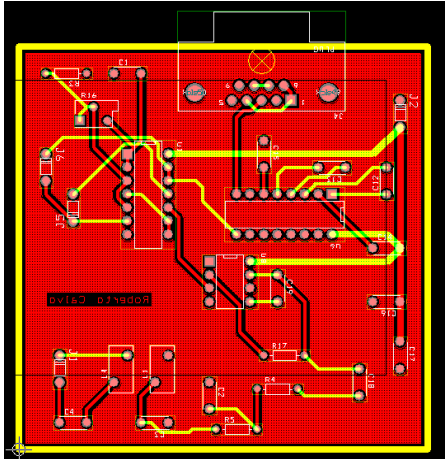


7.1.14. Adaptador TTL-RS232

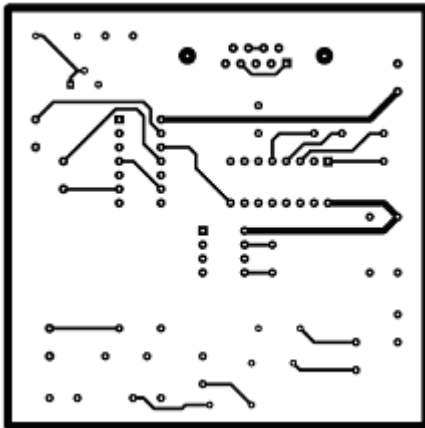


7.2. PCB

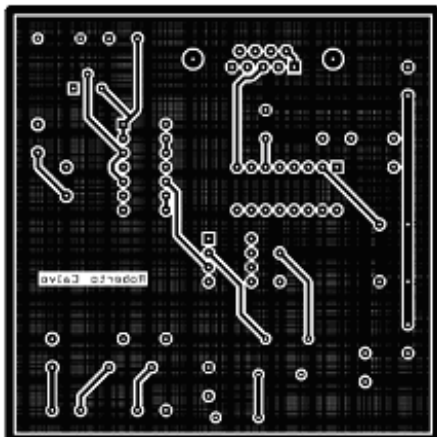
7.2.1. PCB transmissor



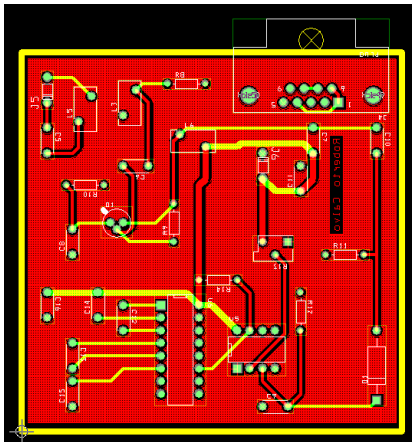
7.2.2. Fotolito transmisor capa top.



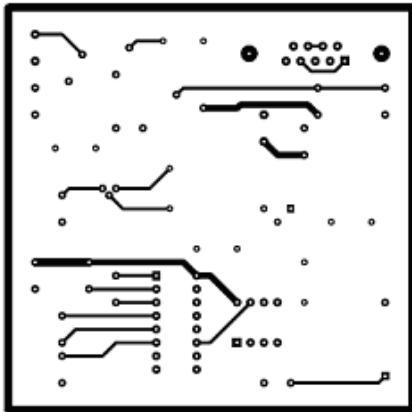
7.2.3. Fotolito transmisor capa bottom.



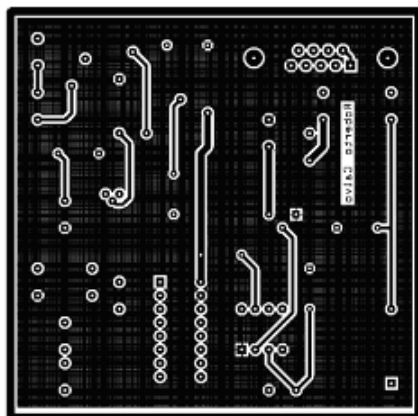
7.2.1. PCB receptor



7.2.2. Fotolito receptor capa top.



7.2.3. Fotolito receptor capa bottom.



7.3. Hoja de características

7.3.1. MAX232

MAX232, MAX232I
DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS

SLLS047L – FEBRUARY 1989 – REVISED MARCH 2004

- Meets or Exceeds TIA/EIA-232-F and ITU Recommendation V.28
- Operates From a Single 5-V Power Supply With 1.0- μ F Charge-Pump Capacitors
- Operates Up To 120 kbit/s
- Two Drivers and Two Receivers
- ± 30 -V Input Levels
- Low Supply Current . . . 8 mA Typical
- ESD Protection Exceeds JESD 22 – 2000-V Human-Body Model (A114-A)
- Upgrade With Improved ESD (15-kV HBM) and 0.1- μ F Charge-Pump Capacitors is Available With the MAX202
- Applications
 - TIA/EIA-232-F, Battery-Powered Systems, Terminals, Modems, and Computers

MAX232 . . . D, DW, N, OR NS PACKAGE
MAX232I . . . D, DW, OR N PACKAGE
(TOP VIEW)

| | | | |
|------------------|---|----|-----------------|
| C1+ | 1 | 16 | V _{CC} |
| V _S + | 2 | 15 | GND |
| C1- | 3 | 14 | T1OUT |
| C2+ | 4 | 13 | R1IN |
| C2- | 5 | 12 | R1OUT |
| V _S - | 6 | 11 | T1IN |
| T2OUT | 7 | 10 | T2IN |
| R2IN | 8 | 9 | R2OUT |


description/ordering information

The MAX232 is a dual driver/receiver that includes a capacitive voltage generator to supply TIA/EIA-232-F voltage levels from a single 5-V supply. Each receiver converts TIA/EIA-232-F inputs to 5-V TTL/CMOS levels. These receivers have a typical threshold of 1.3 V, a typical hysteresis of 0.5 V, and can accept ± 30 -V inputs. Each driver converts TTL/CMOS input levels into TIA/EIA-232-F levels. The driver, receiver, and voltage-generator functions are available as cells in the Texas Instruments LinASIC™ library.

ORDERING INFORMATION

| T _A | PACKAGE† | ORDERABLE PART NUMBER | TOP-SIDE MARKING |
|----------------|-----------|-----------------------|------------------|
| 0°C to 70°C | PDIP (N) | Tube of 25 | MAX232N |
| | SOIC (D) | Tube of 40 | MAX232D |
| | | Reel of 2500 | MAX232DR |
| | SOIC (DW) | Tube of 40 | MAX232DW |
| | | Reel of 2000 | MAX232DWR |
| | SOP (NS) | Reel of 2000 | MAX232NSR |
| -40°C to 85°C | PDIP (N) | Tube of 25 | MAX232IN |
| | SOIC (D) | Tube of 40 | MAX232ID |
| | | Reel of 2500 | MAX232IDR |
| | SOIC (DW) | Tube of 40 | MAX232IDW |
| | | Reel of 2000 | MAX232IDWR |

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.




UnASIC is a trademark of Texas Instruments.

Please be aware that an Important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA: Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

7.3.2. 2N2222

Philips Semiconductors
Product specification

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

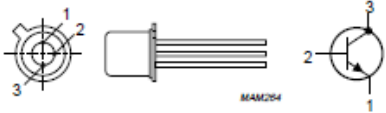
- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

| PIN | DESCRIPTION |
|-----|------------------------------|
| 1 | emitter |
| 2 | base |
| 3 | collector, connected to case |



MAM254

Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | MAX. | UNIT |
|-----------|---------------------------|---|------|------|------|
| V_{CBO} | collector-base voltage | open emitter | — | 60 | V |
| | 2N2222 | | — | 75 | V |
| V_{CEO} | collector-emitter voltage | open base | — | 30 | V |
| | 2N2222 | | — | 40 | V |
| I_C | collector current (DC) | | — | 800 | mA |
| P_{tot} | total power dissipation | $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ | — | 500 | mW |
| h_{FE} | DC current gain | $I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$ | 75 | — | |
| f_T | transition frequency | $I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$ | 250 | — | MHz |
| | 2N2222 | | 300 | — | MHz |
| t_{off} | turn-off time | $I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$ | — | 250 | ns |

Philips Semiconductors

Product specification

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | MAX. | UNIT |
|-----------|-------------------------------|--|------|------|--------------------|
| V_{CB0} | collector-base voltage | open emitter | — | 60 | V |
| | 2N2222 | | — | 75 | V |
| V_{CE0} | collector-emitter voltage | open base | — | 30 | V |
| | 2N2222A | | — | 40 | V |
| V_{EB0} | emitter-base voltage | open collector | — | 5 | V |
| | 2N2222A | | — | 6 | V |
| I_C | collector current (DC) | | — | 800 | mA |
| I_{CM} | peak collector current | | — | 800 | mA |
| I_{BM} | peak base current | | — | 200 | mA |
| P_{tot} | total power dissipation | $T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | — | 500 | mW |
| | | $T_{case} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ | — | 1.2 | W |
| T_{stg} | storage temperature | | −65 | +150 | $^{\circ}\text{C}$ |
| T_J | junction temperature | | — | 200 | $^{\circ}\text{C}$ |
| T_{amb} | operating ambient temperature | | −65 | +150 | $^{\circ}\text{C}$ |

THERMAL CHARACTERISTICS

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | VALUE | UNIT |
|--------------------|---|-------------|-------|------|
| $R_{th\text{-}ja}$ | thermal resistance from junction to ambient | in free air | 350 | K/W |
| $R_{th\text{-}jc}$ | thermal resistance from junction to case | | 146 | K/W |

Philips Semiconductors

Product specification

NPN switching transistors


2N2222; 2N2222A

CHARACTERISTICS

$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | MAX. | UNIT |
|-------------|---|---|------------|------|---------------|
| I_{CBO} | collector cut-off current 2N2222 | $I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$ | — | 10 | nA |
| | | $I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ | — | 10 | μA |
| I_{CBO} | collector cut-off current 2N2222A | $I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$ | — | 10 | nA |
| | | $I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ | — | 10 | μA |
| I_{EBO} | emitter cut-off current | $I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$ | — | 10 | nA |
| h_{FE} | DC current gain | $I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$ | 35 | — | |
| | | $I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$ | 50 | — | |
| | | $I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$ | 75 | — | |
| | | $I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; \text{note 1}$ | 50 | — | |
| | | $I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$ | 100 | 300 | |
| h_{FE} | DC current gain 2N2222A | $I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ }^{\circ}\text{C}$ | 35 | — | |
| h_{FE} | DC current gain 2N2222 2N2222A | $I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$ | 30 40 | — | |
| | | | | | |
| V_{CEsat} | collector-emitter saturation voltage 2N2222 | $I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 400 | mV |
| | | $I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 1.6 | V |
| V_{CEsat} | collector-emitter saturation voltage 2N2222A | $I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 300 | mV |
| | | $I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 1 | V |
| V_{BEsat} | base-emitter saturation voltage 2N2222 | $I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 1.3 | V |
| | | $I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 2.6 | V |
| V_{BEsat} | base-emitter saturation voltage 2N2222A | $I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$ | 0.6 | 1.2 | V |
| | | $I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$ | — | 2 | V |
| C_c | collector capacitance | $I_E = I_C = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$ | — | 8 | pF |
| C_e | emitter capacitance 2N2222A | $I_C = I_E = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$ | — | 25 | pF |
| f_T | transition frequency 2N2222 2N2222A | $I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$ | 250 300 | — | MHz MHz |
| | | | | | |
| F | noise figure 2N2222A | $I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$ | — | 4 | dB |

7.3.3. LM311


MOTOROLA

Order this document by LM311/D

Highly Flexible Voltage Comparators

The ability to operate from a single power supply of 5.0 V to 30 V or ± 15 V split supplies, as commonly used with operational amplifiers, makes the LM211/LM311 a truly versatile comparator. Moreover, the inputs of the device can be isolated from system ground while the output can drive loads referenced either to ground, the V_{CC} or the V_{EE} supply. This flexibility makes it possible to drive DTL, RTL, TTL, or MOS logic. The output can also switch voltages to 50 V at currents to 50 mA. Thus the LM211/LM311 can be used to drive relays, lamps or solenoids.

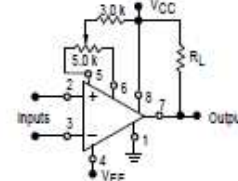
LM311 LM211

HIGH PERFORMANCE VOLTAGE COMPARATORS

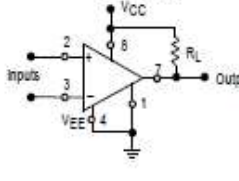
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

Typical Comparator Design Configurations

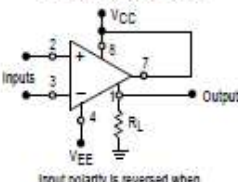
Split Power Supply with Offset Balance



Single Supply

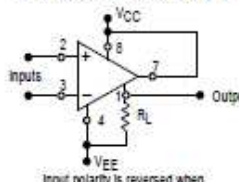


Ground-Referenced Load



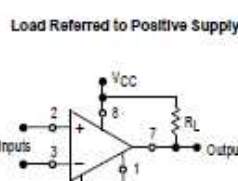
Input polarity is reversed when Gnd pin is used as an output.

Load Referred to Negative Supply

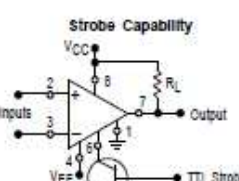



Input polarity is reversed when Gnd pin is used as an output.

Load Referred to Positive Supply




Strobe Capability



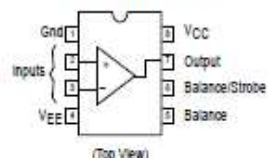


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



(Top View)


ORDERING INFORMATION

| Device | Operating Temperature Range | Package |
|------------------|--|---------------------|
| LM211D | $T_A = -25^\circ \text{ to } +85^\circ \text{C}$ | SO-8 |
| LM311D LM311N | $T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$ | SO-8 Plastic DIP |

© Motorola, Inc. 1996

Rev 5

7.3.4. LT1206



LT1206
250mA/60MHz Current
Feedback Amplifier

FEATURES

- **250mA Minimum Output Drive Current**
- 60MHz Bandwidth, $A_V = 2$, $R_L = 100\Omega$
- 900V/ μ s Slew Rate, $A_V = 2$, $R_L = 50\Omega$
- 0.02% Differential Gain, $A_V = 2$, $R_L = 30\Omega$
- 0.17° Differential Phase, $A_V = 2$, $R_L = 30\Omega$
- High Input Impedance, 10M Ω
- Wide Supply Range, $\pm 5V$ to $\pm 15V$
- Shutdown Mode: $I_S < 200\mu A$
- Adjustable Supply Current
- Stable with $C_L = 10,000p$
- Available in 8-Pin DIP and SO and 7-Pin DD and TO-220 Packages

APPLICATIONS

- Video Amplifiers
- Cable Drivers
- RGB Amplifiers
- Test Equipment Amplifiers
- Buffers

DESCRIPTION

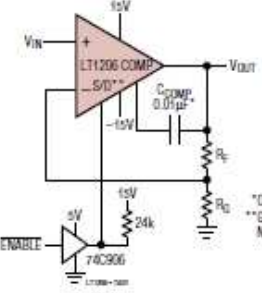
The LT[®]1206 is a current feedback amplifier with high output current drive capability and excellent video characteristics. The LT1206 is stable with large capacitive loads, and can easily supply the large currents required by the capacitive loading. A shutdown feature switches the device into a high impedance, low current mode, reducing dissipation when the device is not in use. For lower bandwidth applications, the supply current can be reduced with a single external resistor. The low differential gain and phase, wide bandwidth, and the 250mA minimum output current drive make the LT1206 well suited to drive multiple cables in video systems.

The LT1206 is manufactured on Linear Technology's proprietary complementary bipolar process.

LT, LT, LTC and LTM are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

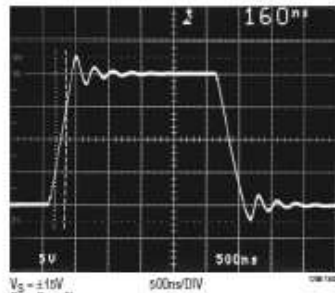
TYPICAL APPLICATION

Noninverting Amplifier with Shutdown



*OPTIONAL, USE WITH CAPACITIVE LOADS
**GROUND SHUTDOWN PIN FOR NORMAL OPERATION

Large-Signal Response, $C_L = 10,000pF$



$V_S = \pm 15V$
 $R_L = R_D = 2k$
 $R_F = \infty$

7.3.5. CD4093

**TEXAS
INSTRUMENTS**
Data sheet acquired from Harris Semiconductor
SCHS115D - Revised September 2003

CMOS Quad 2-Input NAND Schmitt Triggers

High-Voltage Types (20 Volt Rating)

■ CD4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a two-input NAND gate, with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive- and negative-going signals. The difference between the positive voltage (V_P) and the negative voltage (V_N) is defined as hysteresis voltage (V_H) (see Fig. 2).

The CD4093B types are supplied in 14-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 14-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 14-lead small-outline packages (M, ME, M96, and NSR suffixes), and 14-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes).

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V_{DD})

Voltages referenced to V_{SS} Terminal: $-0.5V$ to $+20V$

INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS: $-0.5V$ to $V_{DD} + 0.5V$

DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT: $\pm 10mA$

PACKAGE THERMAL IMPEDANCE, θ_{JA} (See Note 1):

E package: $80^{\circ}C/W$

M package: $86^{\circ}C/W$

NS package: $76^{\circ}C/W$

DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR

FOR T_A = FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types): $100mW$

OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A): $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$

STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{STG}): $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):

At distance $1/16 \pm 1/32$ inch ($1.59 \pm 0.78mm$) from case for 10s max: $+285^{\circ}C$

NOTE 1: Package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.

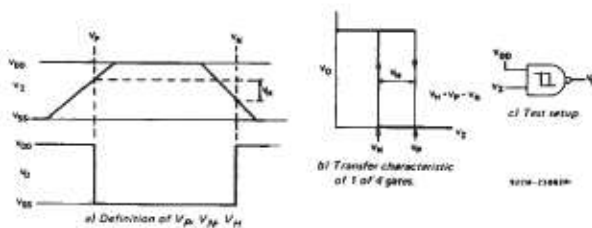
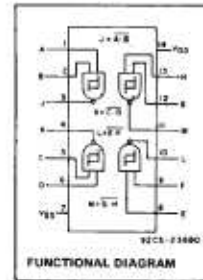


Fig. 2 - Hysteresis definition, characteristic, and test setup.

CD4093B Types



Features:

- Schmitt-trigger action on each input with no external components
- Hysteresis voltage typically 0.9 V at $V_{DD} = 5V$ and 2.3 V at $V_{DD} = 10V$
- Noise immunity greater than 50%
- No limit on input rise and fall times
- Standardized, symmetrical output characteristics
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Maximum input current of $1\mu A$ at 18 V over full package-temperature range, $100nA$ at 18 V and $25^{\circ}C$
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Meets all requirements of JEDEC Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"

Applications:

- Wave and pulse shapers
- High-noise-environment systems
- Monostable multivibrators
- Astable multivibrators
- NAND logic

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges.

| CHARACTERISTIC | MIN. | MAX. | UNITS |
|--|------|------|-------|
| Supply Voltage Range (T_A = Full Package Temp. Range) | 3 | 18 | V |

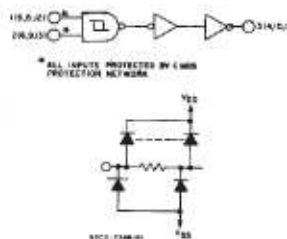


Fig. 1 - Logic diagram - 1 of 4 Schmitt triggers.

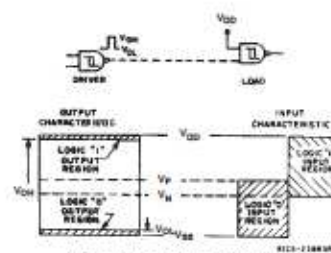


Fig. 3 - Input and output characteristics.